



Heft 29

Darmstadt, Mai 2009

Abdelmoumen Norrdine

**Präzise Positionierung und Orientierung innerhalb von
Gebäuden**

Schriftenreihe
Fachrichtung Geodäsie
Fachbereich Bauingenieurwesen und Geodäsie
Technische Universität Darmstadt

ISBN 978-3-935631-18-1

Schriftenreihe Fachrichtung Geodäsie der Technischen Universität Darmstadt

Auflagenhöhe: 200 Exemplare

Verantwortlich für die Herausgabe der Schriftenreihe:

Der Sprecher der Fachrichtung Geodäsie
im Fachbereich Bauingenieurwesen und Geodäsie
der Technischen Universität Darmstadt

Bezugsnachweis:

Technische Universität Darmstadt
Geodätisches Institut
Petersenstraße 13
64287 Darmstadt

ISBN 978-3-935631-18-1

Präzise Positionierung und Orientierung innerhalb von Gebäuden

Vom Fachbereich Bauingenieurwesen und Geodäsie
der Technischen Universität Darmstadt
zur Erlangung des akademischen Grades
eines Doktor-Ingenieurs (Dr.-Ing.)
genehmigte Dissertation

vorgelegt von
Dipl.-Ing. Abdelmoumen Norrdine

Erstreferent: Prof. Dr.-Ing. habil. Harald Schlemmer
Korreferent: Prof. Dr.-Ing. Christoph Motzko
Tag der Einreichung: 14.11.2008
Tag der Disputation: 15.12.2008

Darmstadt, im November 2008
D 17

Inhaltsverzeichnis

1 Einleitung	1
2 Positionierungsverfahren	5
2.1 Bisherige Ansätze zur Indoor-Positionierung	5
2.2 Indoor-Positionierung aus Strecken- und Winkelmessung	8
2.2.1 Signalstärke-Verfahren	9
2.2.2 Time of Arrival – Verfahren	9
2.2.3 Time Difference of Arrival – Verfahren	10
2.2.4 Angle of Arrival-Verfahren	11
2.3 Verfahren der Streckenmessung mit EM-Wellen	13
2.3.1 Streckenmessung mittels Laufzeit EM-Wellen	13
2.3.2 Streckenmessung mittels quasistatischer Magnetfelder	14
2.4 Fazit	14
3 Ultra-Wideband-Verfahren	15
3.1 Grundlagen	15
3.2 Eigenschaften von UWB	16
3.3 Funkregulierung für UWB	17
3.4 UWB-Standardisierung	18
3.5 UWB-Anwendungen	18
3.6 Impulsbasiertes UWB	18
3.7 PPM-TH-Modulation	20
3.7.1 Zeitsprungverfahren	20
3.7.2 Pulsphasenmodulation	21
3.7.3 Pulsphasenmodulation mit Zeitsprungverfahren	22
3.8 Blockschaltbild des UWB Transceivers	23
3.9 Spreizspektrum-Verfahren	24
3.10 Fazit	26
4 Wellenausbreitung in Indoor-Umgebungen	27
4.1 Direkte Ausbreitung	27
4.2 Reflexionen	28
4.2.1 Reflexionskoeffizient ebener Grenzflächen	28
4.2.2 Diffuse Reflexion	30
4.2.3 Empfangsleistung aus den Reflexionen	30
4.3 Transmission durch Wände	31
4.4 Beugung und LOS-Pfad	32
4.5 Einfluss der Atmosphäre	33
4.6 Large-Scale Fading und Small-Scale Fading	34

4.6.1 Large-Scale Fading.....	34
4.6.2 Small-Scale Fading.....	35
4.7 Kanalimpulsantwort.....	36
4.7.1 Delay spread.....	36
4.7.2 Kohärenzbandbreite.....	37
4.8 Das Ray-Tracing-Verfahren	37
4.8.1 Wellenausbreitung im Ray-Tracing Modell.....	37
4.8.2 Organisation der Spiegelbilder.....	38
4.8.3 Leistungsbilanz und Signal-Rausch-Verhältnis.....	39
4.9 Ray-Tracing Simulator.....	41
4.10 Simulationsergebnisse.....	43
4.10.1 Ausbreitungspfade.....	43
4.10.2 Signal-Rausch-Verhältnis.....	45
4.10.3 Lokalisierung.....	46
4.11 Fazit.....	48
5 Aufbau eines UWB-Transceivers.....	49
5.1 Verfahren der Laufzeitmessung.....	49
5.1.1 Ein-Wege-Verfahren.....	49
5.1.2 Zwei-Wege-Verfahren.....	50
5.2 Hochauflösende Zeitmessung mit dem Impulslaufzeitverfahren.....	52
5.2.1 Zeitmessung mit dem Time to Digital Converter.....	52
5.2.2 Zeitmessung mit dem Korrelationsempfänger.....	54
5.3 Hochauflösende Zeitmessung mit dem FMCW-Verfahren.....	55
5.4 Realisierung der Experimentieraufbauten zur Streckenmessung.....	57
5.5 Aufbau eines UWB-Senders.....	57
5.5.1 Pulserzeugung.....	57
5.5.2 Hochpass-Filterung mit Microstrip Leitung	58
5.5.3 Antenne.....	59
5.5.4 Senderprototyp.....	61
5.6 Aufbau eines UWB-Empfängers.....	62
5.7 Fazit.....	64
6 Aufbau des UWB Positionierungssystems.....	65
6.1 Hardware Komponenten.....	66
6.2 Das Echtzeitbetriebssystem VxWorks.....	67
6.2.1 Multitasking.....	68
6.2.2 Kommunikation zwischen den Tasks.....	69
6.2.3 Interrupts.....	69

6.2.4 Die Entwicklungsumgebung Tornado.....	69
6.3 Netzwerkarchitektur des Gesamtsystems.....	70
6.4 Softwarearchitektur des UWB-ILPS.....	71
6.5 Eingebettete Applikation.....	72
6.6 Streckenmessung zwischen zwei Transceivern.....	73
6.6.1 Grobmessung.....	73
6.6.2 Feinmessung.....	74
6.6.3 Korrektur der Zeitmessung.....	75
6.7 Kommunikation im UWB-ILPS.....	76
6.7.1 Kommunikation über die UWB-Luftschnittstelle.....	76
6.7.2 Kommunikation über die Netzwerkschnittstelle.....	76
6.8 Host-Applikation.....	77
6.9 6D-Positionsbestimmung.....	79
6.9.1 Vorauswertung.....	79
6.9.2 Räumlicher Bogenschnitt.....	80
6.9.3 Orientierungsberechnung.....	80
6.9.4 Automatische Netzbestimmung.....	80
6.10 Fazit und Ausblick.....	81
7 Praktische Untersuchungen des UWB-ILPS.....	83
7.1 Streckengenauigkeit.....	83
7.2 Filterung der gemessenen Strecken.....	85
7.2.1 Filterung durch wiederholte 3-Sigma-Regel.....	85
7.2.2 Robuste Filterung durch Verwendung des Medians.....	85
7.3 Ausbreitungsverluste.....	86
7.4 Materialdurchdringung.....	87
7.5 Verzögerung der Wellenausbreitung in Materien.....	88
7.6 Lösungsansätze zur Kompensation der Verzögerungen durch Wände.....	90
7.6.1 Empfangsstärke-Methode.....	90
7.6.2 Hyperbelschnittverfahren.....	91
7.6.3 CAD-Modell.....	91
7.7 Antennenarray zur Systemorientierung.....	91
7.7.1 Bestimmung des Azimuts aus der Streckenmessung.....	92
7.7.2 Bestimmung des Azimuts aus der 3D-Positionen der Antennen.....	94
7.8 Ergebnisse der Positionsbestimmung.....	95
7.9 Fazit.....	98
8 Indoor-Positionierung auf der Basis quasistatischer Magnetfelder.....	99
8.1 Grundlagen von Magnetfeldern.....	100

8.1.1 Das Magnetfeld.....	100
8.1.2 Das Erdmagnetfeld.....	100
8.1.3 Magnetfeld-Erzeugung.....	101
8.1.4 Magnetfeldsensoren.....	104
8.1.5 Einfluss vom metallischen und ferromagnetischen Materialien.....	106
8.1.6 Regulatorische Aspekte.....	107
8.2 Positionierung mittels magnetischen Feldes.....	108
8.2.1 Stand der Technik.....	108
8.2.2 Positionierungsalgorithmus.....	111
8.3 Versuche zur Strecken- und Winkelmessung.....	116
8.3.1 Messaufbau.....	116
8.3.2 Messung des Erdmagnetfeldes.....	117
8.3.3 Reichweite und Streckengenauigkeit	118
8.3.4 Messzyklus	121
8.3.5 Messungen durch Wände.....	122
8.3.6 Bestimmung des Azimutwinkels.....	122
8.3.7 Adaptive Rauschreduktion mit Hilfe eines Referenzsensors.....	123
8.4 Zusammenfassung und Ausblick.....	126
9 Räumliche Streckennetze.....	127
9.1 Direkte Lösung des räumlichen Bogenschnitts.....	127
9.1.1 Lösung ausgehend von drei Punkten.....	127
9.1.2 Lösung ausgehend von mehr als drei Punkten.....	130
9.1.3 Zahlenbeispiele.....	131
9.2 Unterraumbasierte Berechnung von Streckennetzen.....	134
9.2.1 Netzgleichung.....	134
9.2.2 Unterraumbasierte Bestimmung der Netzkpunkte.....	136
9.2.3 Zahlenbeispiel.....	139
9.3 Unterraumbasiertes Bogenschnittverfahren.....	143
9.3.1 Netzgleichung.....	143
9.3.2 Zahlenbeispiel	144
10 Zusammenfassung und Ausblick.....	147
Literaturverzeichnis.....	149
Anhang.....	154
Teil A: Modellierung der Impulsantwort des Ausbreitungskanals.....	154
Teil B: Adaptive Filterung mit dem LMS-Algorithmus.....	155
Teil C: Rekursives Least Square.....	156

Abbildungsverzeichnis

Abbildung 2.1:	Räumlicher Bogenschnitt als Schnitt dreier Kugeln.....	10
Abbildung 2.2:	Hyperbelschnittverfahren	10
Abbildung 2.3:	Bestimmung des Eingangswinkels auf dem Antennenarray.....	11
Abbildung 2.4:	Zweidimensionale Positionsbestimmung.....	12
Abbildung 2.5:	EM-Wellen basierte Positionierungssysteme.....	14
Abbildung 3.1:	Signal-Bandbreite.....	15
Abbildung 3.2:	UWB Sendeleistungsdichte im Vergleich zu anderen Funksystemen.....	16
Abbildung 3.3:	Gaußsche Monocycle und seine erste Ableitung.....	19
Abbildung 3.4:	Frequenzmaske der FCC mit differenzierten Gaußpulsen.....	20
Abbildung 3.5:	Zeitsprungverfahren.....	21
Abbildung 3.6:	Prinzip der Pulsphasenmodulation.....	22
Abbildung 3.7:	PPM-TH Modulation der Bitfolge [1 , 0].....	22
Abbildung 3.8:	Blockschaltbild des UWB Transceivers.....	23
Abbildung 3.9:	Prinzip der Signalübertragung mit DS-Signalen.....	24
Abbildung 3.10:	Prinzip der Bandspreizung.....	25
Abbildung 4.1:	Einfall einer vertikal (links) und einer horizontal polarisierten Welle (rechts) auf eine dielektrischen Ebene.....	28
Abbildung 4.2:	Reflexionskoeffizient einer Betonwand.....	29
Abbildung 4.3:	Transmission durch eine Wand.....	31
Abbildung 4.4:	Hindernis im Fresnel-Ellipsoid.....	33
Abbildung 4.5:	Atmosphärische Dämpfung der EM-Wellen.....	34
Abbildung 4.6:	Darstellung der Reflexion (links) unter Benutzung eines Spiegelbildes (rechts).....	37
Abbildung 4.7:	Wellenausbreitung nach zwei Reflexionen.....	38
Abbildung 4.8:	Organisation der Spiegelbilder in einer Baumstruktur.....	39
Abbildung 4.9:	Unterscheidung der Impulse aus dem direkten und dem indirekten Pfad.....	41
Abbildung 4.10:	Lageplan der untersuchten Umgebung.....	42
Abbildung 4.11:	Empfangsleistung entlang einer Linie.....	42
Abbildung 4.12:	Unterteilung des UWB-Breitbandes in Unterbänder.....	43
Abbildung 4.13:	Ausbreitungspfade zwischen zwei Transceivern.....	44
Abbildung 4.14:	Normierte Impulsantwort.....	44
Abbildung 4.15:	Einfallswinkel der EM-Welle an der Empfängerantenne.....	45
Abbildung 4.16:	Darstellung des Signal-Rausch-Verhältnisses.....	46
Abbildung 4.17:	Darstellung des Signal-Rausch-Verhältnisses bei zusätzlichen fünf Sendeorten.....	47
Abbildung 4.18:	Verfügbarkeit des Positionierungssystems mittels Signal-Rausch-Verhältnisses.....	48
Abbildung 5.1:	Impulslaufzeitverfahren.....	50
Abbildung 5.2:	Phasenlaufzeitverfahren.....	50

Abbildung 5.3:	Darstellung der Laufzeitverzögerung eines linear frequenzmodulierten Signals....	51
Abbildung 5.4:	Darstellung der Laufzeitverzögerung der Mehrwegesignale eines FMCW-Signals.	52
Abbildung 5.5:	Grundprinzip der Zeitmessung mit dem Time to Digital Converter.....	53
Abbildung 5.6:	Blockschaltbild des Transceivers	53
Abbildung 5.7:	Prinzipaufbau des Transceivers nach der Impulsmethode.....	54
Abbildung 5.8:	Detektion des ersten Pulses.....	55
Abbildung 5.9:	Prinzipaufbau des Transceivers nach der FMCW-Methode.....	56
Abbildung 5.10:	Erzeugung eines Sinc-Impulses aus dem FMCW-Signal	56
Abbildung 5.11:	Blockschaltbild des UWB-Senders.....	57
Abbildung 5.12:	Versteilerung der ansteigenden Flanke mit einer SR-Diode.....	58
Abbildung 5.13:	Discone Antenne.....	60
Abbildung 5.14:	Stehwellenverhältnis (links) und Rückflussdämpfung (Rechts) der gefertigten Discone Antenne.....	61
Abbildung 5.15:	Photo des UWB-Senders.....	62
Abbildung 5.16:	Aufbau einer UWB-Übertragungsstrecke.....	62
Abbildung 5.17:	Schaltungsprinzip des UWB-Empfängers.....	63
Abbildung 5.18:	Kennlinie einer Tunnel-Diode.....	63
Abbildung 6.1:	Systemarchitektur des UWB-ILPS.....	65
Abbildung 6.2:	Messungsaufbau zur Bestimmung der Kameraorientierung.....	66
Abbildung 6.3:	Blockschaltbild des UWB-Transceivers.....	67
Abbildung 6.4:	Übergangsdiagramm einer Vxworks Task.....	68
Abbildung 6.5:	Prinzip der Cross-Entwicklung.....	70
Abbildung 6.6:	Netzwerkarchitektur des UWB-ILPS.....	70
Abbildung 6.7:	UWB-Transceiver mit aufgesetzter WLAN-Bridge.....	71
Abbildung 6.8:	Softwarearchitektur des UWB-ILPS.....	72
Abbildung 6.9:	Darstellung der Tasks der eingebetteten Applikation.....	72
Abbildung 6.10:	Prinzip der groben Zeitmessung.....	74
Abbildung 6.11:	Messung der inneren elektrischen Verzögerung.....	74
Abbildung 6.12:	Bestimmung der Vorderflanke des Empfangssignals.....	75
Abbildung 6.13:	Ein Ausschnitt des zu erstellenden UWB-Paketes.....	76
Abbildung 6.14:	Grafische Benutzeroberfläche der Host-Applikation.....	78
Abbildung 6.15:	Aufbau der Host-Applikation auf dem Koordinator-Rechner.....	78
Abbildung 6.16:	Streckennetz mit fünf Referenzstationen.....	80
Abbildung 7.1:	UWB-Messung bei freier Sicht.....	83
Abbildung 7.2:	UWB-Messung einer 36,01m Strecke bei freier Sicht.....	84
Abbildung 7.3:	Teststrecke des Geodätischen Instituts.....	86
Abbildung 7.4:	Empfangenes UWB-Signal bei einer Distanz von 10,101 m.....	86

Abbildung 7.5: Pfadverlust einer UWB-Welle.....	87
Abbildung 7.6: Empfangene Signale nach Durchgang durch verschiedene Materialien.....	88
Abbildung 7.7: Winkelabhängigkeit der Zeitverzögerung der UWB-Welle.....	90
Abbildung 7.8: RSSI-Wert für verschiedene Wände.....	91
Abbildung 7.9: Aufbauprinzip zur Bestimmung des Azimuts.....	92
Abbildung 7.10: Aufbau zur Bestimmung des Azimuts.....	92
Abbildung 7.11: Ist-Winkel und Soll-Winkel.....	93
Abbildung 7.12: Berechnung des Azimuts.....	93
Abbildung 7.13: Ermittelte Standardabweichung des Azimutwinkels für unterschiedliche Streuungen der Streckenmessung.....	93
Abbildung 7.14: Berechnung des Azimuts aus den beiden Antennenpositionen.....	94
Abbildung 7.15: Bestimmung des Azimuts aus den 3D-Positionen der Antennen.....	95
Abbildung 7.16: Testmessungen im Labor.....	95
Abbildung 7.17: Beispielmessung im Testfeld des Geodätischen Instituts.....	96
Abbildung 7.18: Messungen auf der Baustelle von „inHaus2“	97
Abbildung 7.19: Einsatz des UWB-ILPS in „inHaus2“	98
Abbildung 8.1: Spule in einem zylindrischen Koordinatensystem.....	101
Abbildung 8.2: Magnetfeld einer Spule.....	102
Abbildung 8.3: Verlauf des Magnetfeldes in Abhängigkeit von der Distanz.....	103
Abbildung 8.4: Simulierte Genauigkeit der Distanzen für unterschiedliche Standardabweichungen des Magnetfeldes.....	104
Abbildung 8.5: Einfluss ferromagnetischer Stoffe auf das Magnetfeld.....	107
Abbildung 8.6: Pulsverzerrung durch Eddy-Felder.....	107
Abbildung 8.7: Helm-montiertes Sichtsystem.....	109
Abbildung 8.8: Positionierungssystem mit einem Permanentmagnet.....	109
Abbildung 8.9: Magnetfeld-basiertes Lenksystem für medizinische Instrumente.....	110
Abbildung 8.10: Das Fasttrak-System der Firma Polhemus.....	110
Abbildung 8.11: Das Flock of Birds von Ascension.....	111
Abbildung 8.12: Positionierungsprinzip des MILPS mit zwei Spulen.....	112
Abbildung 8.13: Deklination und Inklinaton eines Magnetfeldes.....	112
Abbildung 8.14: Darstellung der Elevations- und Inklinationswinkel.....	114
Abbildung 8.15: Messaufbau zur Streckenmessung in einem Magnetfeld.....	116
Abbildung 8.16: Verwendeter Magnetfeldsensor	117
Abbildung 8.17: Beispiel eines gemessenen Magnetfeldes im Gebäude.....	117
Abbildung 8.18: Leistungsdichtespektrum des gemessenen Magnetfeldes	118
Abbildung 8.19: Experimenteller Aufbau.....	118
Abbildung 8.20: Gemessenes Magnetfeld bei 4,2 m Entfernung.....	119

Abbildung 8.21: Gemessenes Magnetfeld bei 12,6 m Entfernung.....	119
Abbildung 8.22: Berechnete Distanzen bei einer Sollstrecke von 4,2 m.....	120
Abbildung 8.23: Berechnete Distanzen bei einer Sollstrecke von 12,6 m.....	120
Abbildung 8.24: Gemessenes Magnetfeld (links) bei 16,61 m Entfernung und die daraus berechneten Distanzen.....	121
Abbildung 8.25: Berechnete Distanz bei langzeitveränderlichen Störmagnetfeldern.....	121
Abbildung 8.26: Messung durch eine 26 cm dicke Stahlbetonwand.....	122
Abbildung 8.27: Messaufbau zur Bestimmung des Azimutwinkels.....	122
Abbildung 8.28: Bestimmung des Azimutwinkels	123
Abbildung 8.29: Prinzip der Rauschbefreiung mittels Adaptiver Digitaler Filterung.....	124
Abbildung 8.30: Gemessene Magnetfelder.....	124
Abbildung 8.31: Berechnete Distanzen nach Adaptiver Filterung.....	125
Abbildung 8.32: Berechnete Strecken nach der Differenzbildung.....	125
Abbildung 9.1: Räumlicher Bogenschnitt.....	128
Abbildung 9.2: Testfeld des Geodätischen Instituts im 2. OG.....	131
Abbildung 9.3: Streckennetz, Geodätisches Institut, 2. OG.....	140
Abbildung 9.4: Darstellung der Konditionszahlen.....	142

Tabellenverzeichnis

Tabelle 4.1: Materialeigenschaften.....	41
Tabelle 5.1: Kenngrößen einiger SR-Dioden.....	58
Tabelle 6.1: Felder eines RangingStart-Pakets.....	77
Tabelle 7.1: Reichweite und Genauigkeit der UWB-Streckenmessung.....	84
Tabelle 7.2: Distanzmessung durch feste Stoffe.....	89
Tabelle 7.3: Vergleich der berechneten Koordinaten mit den Sollkoordinaten von MS	96
Tabelle 7.4: Vergleich der berechneten Koordinaten mit den Sollkoordinaten von MS vor und nach Korrektur.....	97
Tabelle 8.1: Anwendungsbereiche von Magnetfeldsensoren.....	105
Tabelle 8.2: Kenndaten einiger Magnetfeldsensoren.....	106
Tabelle 9.1: Distanzmessungen zu drei Referenzpunkten.....	132
Tabelle 9.2: Distanzmessungen zu sechs Referenzpunkten.....	133

Abkürzungsverzeichnis

A/D	Analog to Digital
ADF	Adaptiver Filter
AM	Amplitude Modulation
AOA	Angle of Arrival-Verfahren
AR	Augmented Reality
AWGN	Additive White Gaussian Noise
BPSK	Bi-Phase Shift Keying
C/A	Coarse/Acquisition
CDMA	Code Division Multiple Access
CFAR	Constant False Alarm
CMOS	Complementary Metal Oxide Semiconductor
DFT	Diskrete Fourier Transformation
CRC	Cyclic Redundancy Check
DNS	Domain Name System
DS-SS	Direct Sequence Spread Spectrum
DS-UWB	Direct Sequence UWB
EDM	Electronic Distance Measurement
EM-Wellen	Elektromagnetische Wellen
FCC	Federal Communications Commission
FDMA	Frequency Division Multiple Access
FH-SS	Frequency Hopping Spread Spectrum
FMCW	Frequency Modulated Continuous Wave
GPS	Global Positioning System
GUI	Graphical User Interface
HF	Hochfrequenz
IDE	Integrated Development Environment
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
ILPS	Indoor Local Positioning System
IP	Internet-Protokoll
IR-UWB	Impulsbasiertes UWB
ISM	Industrial, Scientific and Medical

LDS	Leistungsdichtespektrum
LED	Leading Edge Detection
LNA	Low Noise Amplifier
LORAN	Long Range Navigation
LOS	Line of Sight
LSI	Location Service Infrastruktur
MB-OFDM	Multi Band Orthogonal Frequency Division Multiplexing
MILPS	Magnetic Indoor Local Positioning System
m.K.	mit Korrektur
MS	Mobilstation
MUSIC	MUltiple Signal Classification
NFER	Near-Field Electromagnetic Ranging
NLOS	Non Line of Sight
o.K.	ohne Korrektur
OOK	On-Off Keying
PAM	Pulse Amplitude Modulation
PDA	Personal Digital Assistant
PDL	Programmable Delay Line
PDP	Power Delay Profile
pinv	Pseudoinverse
PPM	Pulse Position Modulation
PRN	Pseudo Random Noise
RDS	Rms- Delay Spread
RFID	Radio Frequency Identification
RLS	Rekursives Least Square
RMS	Root Mean Square
RS	Referenzstation
RSS	Received Signal Strength
RSSI	Received Signal Strength Indication
SLD	Sendeleistungsdichte
SNR	Signal to Noise Ratio

SPI	Serial Peripheral Interface
SQUID	Superconducting QUantum Interference Device
SR	Step Recovery
SRD	Step Recovery Diode
SVD	Singular Value Decomposition
SWV	Stehwellenverhältniss
TCP	Transmission Control Protocol
TDC	Time to Digital Converter
TDMA	Time Division Multiple Access
TDOA	Time Difference of Arrival
TEM	Transversal-Elektromagnetisch
TH	Time Hoping
TH-SS	Time Hopping Spread Spectrum
TH-UWB	Time Hoping UWB
TOA	Time of Arrival
TOF	Time of Flight
T/R	Transmit/Receive
UDP	User Datagram Protocol
ULF	Ultra-Low-Frequency
USB	Universal Serial Bus
UWB	Ultra Wideband
UWB-ILPS	UWB Indoor Local Positioning System
Var	Varianz
VCO	Spannungsgesteuerter Oszillator
VR	Virtual Reality
WLAN	Wireless Local Area Network
WPAN	Wireless Personal Area Network

Kapitel 1

Einleitung

Aufgrund der rasanten Entwicklung der Informations- und Kommunikationstechnologie in den letzten Jahren ist auch das Interesse an Positionsbestimmung in Gebäuden bzw. überbauten Arealen enorm gestiegen. Der technische Fortschritt hat zum Aufkommen neuer (mobiler) Anwendungen und Dienste geführt, bei denen die Lokalisierung eine entscheidende Rolle spielt.

Die große Vielfalt der potentiellen Anwendungen, die von Positionsbestimmung im Indoor-Bereich profitieren könnten, macht es kaum möglich alle Anwendungsgebiete anzusprechen. Somit wird im Folgenden nur auf die bekanntesten Gebiete, und auf solche, in denen durch eine Positionierung der größte Nutzen entstehen könnte, eingegangen.

Eine der ältesten Anwendungen für Positionsbestimmung stellt das Auffinden von Objekten dar. Wenn in einem Bauwerk ein bestimmter Raum, eine technische Installation des Gebäudes, der nächste Drucker oder ein bestimmter Mitarbeiter gefunden werden soll, kann die Indoor-Positionierung dazu verwendet werden. Die gesuchte Ressource oder Person wird im System lokalisiert und bei Bedarf kann zu dieser automatisch navigiert werden. Für Unternehmen bedeutet das entscheidende Vorteile, denn dadurch wird es möglich, logistische Prozesse zu optimieren und Kosten einzusparen.

Ein weiteres wichtiges Anwendungsgebiet stellen Informationsdienste dar. Positionsinformationen werden hier hauptsächlich bei der Erfassung, der Suche und dem Zugriff auf standortbezogene Informationen benötigt. Überall dort, wo aus enormen Datenmengen nur spezielle Informationen herausgefiltert werden sollen, können dem Anwender mittels Lokalisierung und Spezifizierung nur die von ihm gewünschten Daten zur Verfügung gestellt werden. Durch die Verknüpfung der Informationen mit deren Position entsteht die Möglichkeit, sie automatisch zur Verfügung zu stellen, sobald sich der Anwender an einer bestimmten Position befindet. So können einem Bauleiter beispielsweise Informationen über den aktuellen Stand der Bauarbeiten auf seinem PDA präsentiert werden. Diese Anwendungen werden standortabhängige Dienste bzw. Location Based Services (LBS) genannt.

Positionsinformationen lassen sich hervorragend in der Umgebungssteuerung einsetzen. Als Beispiel sei hier das so genannte „intelligente Haus“ erwähnt, in dem das Positionierungssystem Heizung Be-

leuchtung und Klimaanlage automatisch, in Abhängigkeit von der Position der sich darin befindenden Menschen steuern könnte.

Ein weiteres, erwähnenswertes Anwendungsfeld bildet die Unterstützung von „User Mobility“ bzw. des „Nomadic Computing“ dar. Der Benutzer profitiert hierbei davon, dass er während der Arbeit mit dem System mobil sein kann (seine Position beliebig ändern) ohne einen mobilen Computer mit sich führen zu müssen. Das System ermöglicht ihm die Fortsetzung der Arbeit an jedem Gerät, das er auf seinem Weg findet. Für die automatische Ermittlung der Geräte, die sich in der Nähe des Benutzers befinden, wird eine Positionierung sowohl des Benutzers als auch der Geräte benötigt.

Als besonders nützlich erweist sich die Positionierung im Zusammenhang mit „Augmented Reality“. Zum einen versteht man unter dem Begriff Augmented Reality die Anreicherung der realen Welt mit virtuellen Objekten, zum anderen die zusätzliche optische Darstellung der virtuellen Objekte (z.B. über eine halb-transparente Datenbrille). Augmented Reality (AR) bedingt sehr präzise Positionierungssysteme, sogenannte Tracking Systeme.

Tracking Systeme werden zur Erfassung der dreidimensionalen Koordinaten und der drei Orientierungswinkeln eines Objektes benutzt. Mit diesen Systemen lassen sich 6 Freiheitsgrade bestimmen. Die Erfassung der 6 Freiheitsgrade ist von entscheidender Bedeutung für realistische Interaktion in virtuellen Umgebungen. Das Tracking des Kopfes, der Hand, der Gelenken oder eines Eingabegerätes ermöglicht die Verschmelzung von virtueller und realer Umgebung. Ein gutes Beispiel für das Ganzkörper-Tracking sind moderne Videospiele, bei denen die Bewegung des Spielers zur Steuerung virtueller Personen dient, wodurch eine äußerst realistische Umgebung durch die Immersion des Spielers in die virtuelle Umgebung bewirkt wird.

Ein Positionierungssystem kann sich von unschätzbarem Wert für die schnelle Navigation in risikoreichen Gebieten erweisen. So kann das System Feuerwehrleute in brennenden Gebäuden durch dunkle oder rauchgefüllte Räume lotsen und ihnen helfen, sich in unbekannter Umgebung zurecht zu finden. Andererseits kann die Einsatzzentrale, die über die Position der einzelnen Einsatzkräfte informiert ist, diese einfacher koordinieren. So weiß man genau welche Räume bisher schon durchsucht worden sind und welche noch nicht. Dadurch kann es verhindert werden, dass Personen in Gebäuden vergessen werden. Schließlich können aus der Kenntnis der Position und der Blickrichtung und auf Grundlage der Baupläne des Gebäudes (z.B. bei öffentlichen Gebäuden) an den Helmen der Einsatzkräfte kleine Bildschirme montiert werden, auf denen ein virtueller Pfad angezeigt wird. Auch ist der Einsatz eines solchen Positionierungssystems bei Polizeikräften oder beim Militär denkbar.

Die Fähigkeit zur Positionierung im Innenraum kann aber nicht nur in fertig gestellten Bauwerken, sondern bereits während der Bauphase, z.B. im Zuge der Baufortschrittsdokumentation, von Nutzen sein. Ein vom Institut für Baubetrieb der TU Darmstadt entwickeltes modernes Verfahren zur Baufortschrittsdokumentation [PFLUG, 2008] [BÜRKLIN et al., 2008] sieht vor, verortete, digitale Bildaufnahmen mit dem CAD-Modell des Bauwerkes zu verschneiden. So kann nicht nur unmittelbar der Planungs- mit dem Ist-Zustand verglichen werden, sondern es können zudem zahlreiche Dokumentationsinformationen auch detailliert für jedes Bauteil (aktueller Baustand, integrierte Versorgungsinfrastruktur etc.) digital erhoben werden. Eine möglichst automatisierte Verschneidung der Bildaufnahmen mit dem CAD-Modell gelingt aber nur dann, wenn die äußere Orientierung der Bildaufnahmen bekannt ist. Dabei lassen sich mit sechs Freiheitsgraden die Lage des Projektionszentrums sowie die Stellung des Bildes im Objektkoordinatensystem festlegen. Um ein befriedigendes

Ergebnis zu erzielen, müssen die Parameter der äußeren Orientierung präzise bekannt sein, und die Bestimmung muss automatisiert in einer sich ständig wandelnden Umgebung erfolgen. Aufgrund dieser Bedingungen scheiden für die Bestimmung der äußeren Orientierung viele, auch aus der Geodäsie bekannte Verfahren von vornherein aus. Eine Möglichkeit zur Lösung des Problems ist der Einsatz eines aktiven Positionierungssystems, welches auf der Baustelle installiert wird und mit dessen Hilfe sich die Parameter der äußeren Orientierung bestimmen lassen.

Die aufgeführten Anwendungen veranschaulichen das enorme Potential der präzisen Indoor-Positionierung in unterschiedlichen Bereichen.

Die vorliegende Arbeit entstand im Rahmen einer Forschungskooperation zwischen der **Hochtief AG**, dem **Institut für Baubetrieb** der TU Darmstadt und dem **Geodätischen Institut** der TU Darmstadt.

Das Ziel dieser Arbeit war es, ein präzises, für Baustellen geeignetes Positionierungssystem zu entwickeln. Zusätzlich zu der Position sollte auch die Orientierung einer Digitalkamera bestimmt werden, um Bildaufnahmen während der Ausführungs- und Betriebsphase von Bauwerken zu verorten.

Schwerpunktmäßig lässt sich diese Arbeit in drei Arbeitsbereiche aufteilen:

- Positionierung auf der Basis von UWB (Kap. 3-7)
- Positionierung auf der Basis von Magnetfelder (Kap. 8)
- Räumliche Streckennetze (Kap. 9)

Um einen Überblick über die heutigen Möglichkeiten der Indoor-Ortung zu verschaffen, werden in Kapitel 2 zunächst die gängigsten Positionierungssysteme kurz dargestellt. Des Weiteren wird auf die Vergleichskriterien für die Klassifizierung der Positionierungssysteme eingegangen. Danach werden die unterschiedlichen Verfahren, die sich zur Positionsbestimmung im Indoor-Bereich eignen, erörtert. Schließlich werden elektromagnetische Wellen (EM-Wellen) und quasistatische Magnetfelder als geeignete Signalträger aufgrund ihrer Fähigkeit Wände zu durchdringen für präzise Indoor-Positionierung präsentiert.

In Kapitel 3 wird ausführlich das Ultra Wideband (UWB) Verfahren behandelt. Nach der Definition von UWB werden seine Eigenschaften im Detail beschrieben. Anschließend werden die Funkregulierung, Standardisierung und die typischen UWB-Anwendungen thematisiert. Im Weiteren wird das IR-UWB (Impulsbasiertes UWB) und seine Modulation dargestellt, einschließlich eines Blockschaltbildes für die Realisierung der PPM-TH Modulation (PPM, Pulse Position Modulation) (TH, Time Hopping).

Um die im Kapitel 3 beschriebenen Vorteile des UWB-Systems auch für die vorgesehene Anwendung in einem UWB-ILPS (UWB-ILPS, UWB Indoor Local Positioning System) zu überprüfen, werden in Kapitel 4 Stimulationsrechnungen durchgeführt. Dazu wird untersucht, wie ein UWB Impuls eine Strecke durchläuft, ob er zum Zeitpunkt der Messung noch detektierbar ist und wie die Mehrwege-Effekte die Genauigkeit des UWB-ILPS beeinflussen. Es wurde dafür ein Modell auf der Grundlage eines Ray-Tracing-Verfahrens entwickelt, das die grundlegende Ausbreitungsszenarien, wie direkte Ausbreitung, Reflexion und Beugung verwendet, um die Ausbreitung der EM-Wellen in Indoor-Umgebungen zu simulieren.

Kapitel 5 beschäftigt sich mit den Möglichkeiten der technischen Realisierung eines UWB-Transceivers. Zunächst wird kurz auf die Verfahren der Laufzeitmessung eingegangen. Besondere Aufmerksamkeit gilt dabei den Methoden der hochauflösenden Zeitmessung und den dazu gehörigen Prinzipaufbauten. Weitergehend wird in diesem Kapitel von dem Versuch, einen Transceiver mit kommerziell erhältlichen Bauteilen aufzubauen, berichtet.

Basierend auf den gewonnenen Erkenntnissen wird im Kapitel 6 der Aufbau des entwickelten Positionierungssystems präsentiert. Im Laufe dieses Kapitel werden die Hardwarekomponenten, einschließlich des verwendeten Echtzeitbetriebssystems besprochen. Danach wird die Netzwerkarchitektur des Gesamtsystems und die Softwarearchitektur für das Positionierungssystem sowie für seine einzelnen Komponenten erläutert.

Anhand praktischer Untersuchungen wird das entwickelte Positionierungssystems im Kapitel 7 auf seine Eigenschaften überprüft. Zuerst wird die Streckenmessgenauigkeit des Systems getestet und Methoden zur Erhöhung dieser präsentiert. Des Weiteren wird die Materialdurchdringung und die damit verbundene Verzögerung bei der Wellenausbreitung in Materialien thematisiert. Danach gilt die Aufmerksamkeit den Lösungsansätzen zur Kompensation der Signalverzögerung. Versuche zu Orientierung unter Verwendung von Antennenarray werden ebenfalls in diesem Kapitel beschrieben. Anschließend wird es von den auf einer Baustelle durchgeführten Tests berichtet.

Als eine optimale Ergänzung und Unterstützung des UWB-ILPS wird im Kapitel 8 das auf quasistatischen Magnetfeldern basierende Positionierungsverfahren vorgestellt, dessen besonderer Vorteil darin liegt, dass es zusätzlich zu der Position die Orientierung ohne Einsatz von Antennenarray liefern kann.

Ein wichtiger Schwerpunkt dieser Arbeit bestand zudem in der Entwicklung neuer Algorithmen für die direkte Lösung nichtlinearer geodätischer Probleme am Beispiel des räumlichen Bogenschnitts sowohl mit als auch ohne Überbestimmung. Hiermit beschäftigt sich Kapitel 9, indem mit Hilfe der Spektralen Theorie auch ein neues Verfahren zur Lösung von räumlichen Streckennetzen vorgestellt wird.

Kapitel 2

Positionierungsverfahren

Um einen Überblick über die heutigen Möglichkeiten der Indoor-Ortung zu verschaffen, werden in diesem Kapitel zunächst die gängigsten Positionierungssysteme kurz dargestellt. Des weiteren wird auf die Vergleichskriterien für die Klassifizierung der Positionierungssysteme eingegangen. Danach werden die unterschiedlichen Verfahren, die sich zur Positionsbestimmung im Indoor-Bereich eignen, erörtert. Schließlich werden EM-Wellen und quasistatische Magnetfelder, aufgrund ihrer Fähigkeit Wände zu durchdringen, als geeignete Signalträger für präzise Indoor-Positionierung präsentiert.

2.1 Bisherige Ansätze zur Indoor-Positionierung

Die klassischen Systeme zur Positionsbestimmung sind im Indoor-Bereich aufgrund der besonderen Anforderungen nicht geeignet. Ähnlich verhält es sich mit der Satellitennavigation, die nur im Bereich „Outdoor-Navigation“, also im freien Gelände einsetzbar ist. Mit den derzeitigen Technologien ist ein nahtloser Übergang vom Außenbereich in den Innenbereich von Gebäuden, welches starken Signalabschattungen unterliegen, nur sehr beschränkt möglich. Dies wird sich auch mit der Verfügbarkeit von GALILEO nicht grundsätzlich ändern. Aus diesen Gründen hat man sich in den letzten Jahren intensiv mit der Problematik des Indoor-Bereichs auseinandergesetzt und verschiedene alternative Lösungsansätze speziell für diesen Bereich entwickelt. Die meisten existierender Indoor-Positionierungssysteme basieren auf **aktiven Sensoren (Active Sensing)**, welche ein zwischen Sender und Empfänger versendetes Signal zur Positionsbestimmung heranziehen. Als Signalträger werden hierbei verschiedene Arten von Wellen genutzt, wobei zumeist Ultraschall-, Infrarot- und/oder Funkwellen eingesetzt werden.

Die folgende Aufzählung beschreibt die Möglichkeiten zur Indoor-Ortung auf Basis der genannten Wellen, ohne dabei Anspruch auf Vollständigkeit zu erheben:

- Bei den *Ultraschallverfahren* werden Laufzeitmessungen von ausgesendeten Ultraschall-Impulsen genutzt, um daraus Raumdistanzen ableiten zu können. Mit Hilfe dieser wird anschließend durch Trilateration (vgl. Kapitel 9) eine Positionsbestimmung durchgeführt. Die Signale werden dabei entweder von einem mobilen Sender ausgesendet und von fest installierten Empfängern

empfangen oder umgekehrt die von fest angebrachten Sendern ausgesendeten Signale werden von beweglichen Empfängern detektiert [ZIEGLER, 1996].

- Die *Infrarot-Verfahren* basieren auf dem Prinzip der *Annäherung*, d.h. der Annahme, dass die eigene Position der Position einer sich in Reichweite befindenden stationären IR-Bake entspricht, deren Koordinaten bekannt sind. Dabei werden ebenfalls die Varianten mit fest installierten Sendern und mobilen Empfängern sowie mit mobilen Sendern und festen Empfängern unterschieden.
- Viele heutige Systeme basieren jedoch auf *Funkwellen*, wobei neben Bluetooth, RFID (Radio Frequency Identification) vor allem Systeme auf Basis des IEEE-802.11-Standards (IEEE, Institute of Electrical and Electronics Engineers) für drahtlose Kommunikationsnetze (WLAN, Wireless Local Area Network) eingesetzt werden. Wie bei Infrarot können Funksysteme zunächst auf Basis des Annäherungsprinzips ausgeprägt sein. Während dies bei RFID bspw. durch flächenartiges Aufbringen von RFID-Tags am Boden, recht gut gelingt, wird die Ortung bei Bluetooth und vor allem bei WLAN aufgrund der größeren Reichweite der Funkwellen oftmals zu unpräzise. Hier kann durch *Signalstärkemessungen* die Ortung verbessert werden, bei der sich zu nutze gemacht wird, dass der Signalpegel mit größer werdendem Abstand zum Sender abnimmt, wodurch eine Entfernungsinformation abgeleitet werden kann (vgl. Kap. 2.2.1). Untersuchungen haben jedoch gezeigt, dass die Signalstärke aufgrund verändernder Umgebungsparameter sehr schnell variiert, wodurch die Korrelation zwischen dem Empfangspegel und dem Abstand sehr unzuverlässig wird.
- Bei *WLAN-Systemen*, deren Infrastruktur in Form verteilter Access Points häufig bereits in Gebäuden vorhanden ist, wird daher ein Verfahren der *Szenenanalyse* eingesetzt. Hierbei werden Signalstärkeprofile für vordefinierte im Gebäude verteilte Punkte bestimmt und als eine Art Muster mit einer Geo-Koordinate in einer Referenz-Datenbank abgelegt. Anschließend können während der Bewegung von einem mobilen Empfänger gemessene Signalpegel mit den Referenzwerten in der Datenbank verglichen werden, um daraus eine Position abzuleiten. Die Bestimmung der Signalstärkeprofile kann dabei auf zwei Arten erfolgen. Entweder werden die Signalpegel in den Referenzpunkten zu allen sich in Reichweite befindlichen Access Points gemessen (Fingerprintverfahren) oder sie werden aus mathematischen Modellen abgeleitet (Signalstärkemodellierung). WLAN-Positionierungssysteme mit dem Fingerprintverfahren haben in der Regel eine höhere Genauigkeit. Auf dem Markt sind bereits Softwarelösungen verfügbar, die bestehende WLAN-Infrastrukturen nutzen [RANTAKOKKO et al., 2007].
- Der IEEE 802.15.4-Standard ZigBee definiert ein Protokoll für die Kommunikation und Ortung über kurze Distanzen von 20-30 m mit Datenraten von 20 bis 230 kbit/s. Die Transceiver sind klein, kostengünstig und effizient. ZigBee-Geräte werden mit normalen AAA-Batterien betrieben, die wegen dem geringen Stromverbrauch eine mehrjährige Lebensdauer haben. Für die Positionsbestimmung schätzen ZigBee-Knoten ihre relative Entfernungen zu allen anderen stationären Knoten innerhalb ihrer Reichweite und berechnen ihre relative Position aus diesen Messungen. Die Streckenmessung findet mit dem RSS- oder TOA-Verfahren statt (RSS, received signal strength), (TOA, Time of Arrival-Verfahren) (vgl. Kap. 2.2). Das Fingerprintverfahren ist derzeit das am häufigsten verwendete Verfahren [MING-HUI et al., 2007].

- NFER (Near-Field Electromagnetic Ranging) ist eine neue Technologie für die Positionierung in komplizierten Indoor-Umgebungen. Sie benutzt niedrige Frequenzen, die typischerweise innerhalb des AM-Bandes (530-1710kHz) liegen. Wellen mit diesen Frequenzen haben große Reichweiten und können Wände durchdringen. NFER-Systeme nutzen allerdings die Nahfeld-Verhalten von Funkwellen innerhalb von etwa einem Drittel der Wellenlänge der Trägerfrequenz [SCHANTZ, 2007].
- Neben den genannten Verfahren existiert mit (*Wireless*) *Assisted GPS* (GPS, Global Positioning System) eine Technologie, bei der mit Hilfe von Assistenzinformationen und/oder hochsensibler Empfängertechnik selbst schwache Satelliten-Signale ausgewertet werden können und so auch im Innenraum eine eingeschränkte Ortung mit GPS gelingt.

Es wurde daher eine große Anzahl von Positionierungssystemen entwickelt. Jedes System hat jedoch spezielle Charakteristiken sowie Vor- und Nachteile, so dass die Auswahl eines speziellen Systems abhängig von der konkreten Anwendungen ist.

Für die Klassifizierung der verschiedenen Techniken, die in Positionierungssystemen angewendet werden, gibt es mehrere Vergleichskriterien: [BLANKENBACH, 2007], [HIGHTOWER et al., 2002], [ROTH, 2003], [ROTH, 2005] und [LINDE, 2006]

- **Geographische Koordinaten und symbolische Koordinaten:** Im Gegensatz zu Systemen, die geographische Koordinaten in einem Koordinaten- oder Referenzsystem liefern, stellen manche Systeme hierfür symbolische Referenzen zur Verfügung. Beispielsweise wenn sich ein Objekt in Raum 344 befindet, lautet die geographische Positionierung die Koordinaten x , y und z während die symbolische Positionierung das Symbol 'RAUM342' liefert. Erwähnenswert ist, dass Lösungen vorgeschlagen worden sind, die geographische Positionierung in eine symbolische Positionierung umwandeln, wie z. B. LSI (Location Service Infrastruktur) [ROTH, 2003]. Dieses Konzept ist dem des DNS (Domain Name System) ähnlich, das die Umsetzung von Rechnernamen in die dazugehörige IP-Adresse im Internet übernimmt.
- **Absolute und relative Positionierung:** Wenn man eine absolute Positionierung durchführt, sind die Positionen in einem Koordinatensystem festgelegt. Bei einer relativen Positionierung ist dagegen die Position aufeinanderfolgender Punkten relativ zueinander gegeben. Grundsätzlich gibt es zwei Arten von relativer Positionierung: Odometry und Inertialnavigation. Odometry wird meistens bei mobilen Robotern benutzt, dabei werden Daten aus der Drehung von Rädern oder Ketten zur Schätzung der Position verwendet. Das grundlegende Prinzip der Odometrie ist die Integration von Informationen inkrementeller Bewegung im Laufe der Zeit, was zu der Anhäufung von Fehlern führen kann. Mit schnellerer und präziserer Datenerfassung, Kalibrierung und Signalverarbeitung kann die Odometry effektiv verwendet werden [BORENSTEIN, 1995]. Die Inertialnavigation (Trägheitsnavigation) ist ein Verfahren, bei dem die Eigenortung mithilfe einer ständigen Registrierung der (z. B. infolge von Geschwindigkeits- und Richtungsänderungen auftretenden) Trägheitskräfte beziehungsweise mit Hilfe der zu ihnen proportionalen Beschleunigungen erfolgt. Hohe Fertigungs- und Wartungskosten machten diese Methode jedoch unbezahlbar für Indoor-Anwendungen.
- **Ort der Berechnung:** Berechnungen zur Positionsbestimmung können lokal durchgeführt werden (Selbstortende Systeme), oder auf die umgebende Infrastruktur verlagert werden (Fernorten-

de Systeme). Im ersten Fall muss jede Station ihre eigene Position ständig aktualisieren, während im zweiten Fall, diese Aufgabe von der Infrastruktur übernommen wird.

- **Genauigkeit:** Die Genauigkeit eines Positionierungssystems ist ein Maß für die Fähigkeit des Systems, die Position mit 95% Wahrscheinlichkeit innerhalb vorgegebener Grenzen zu bestimmen. Die Genauigkeit wird durch die zwei- oder dreifache Standardabweichung des Positionierungssystems beschrieben [BAUER, 1997].
- **Verfügbarkeit¹:** Das Positionierungssystem kann für den Betrieb auf verschiedenen Ebenen konzipiert werden: auf globaler Ebene, auf der Ebene eines Landes oder einer Region, in einem Gebäude, usw.
- **Aktualisierungsrate:** Jedem System werden physikalische Grenzen bezüglich seiner Aktualisierungsrate der Position gesetzt. Systeme, die EM-Wellen (elektromagnetische Wellen) verwenden sind in der Lage sehr schnelle Aktualisierungsraten zu erreichen, müssen aber Kompromisse zwischen Aktualisierungsrate und Genauigkeit finden.
- **Zusätzliche räumliche Elemente:** Bei manchen Anwendungen benötigt das System zusätzliche Informationen [ROTH, 2005]. So ist es für die Navigation oder für die Leistungsfeststellung auf einer Baustelle notwendig nicht nur die Position, sondern auch die Orientierung zu kennen, also das Azimut, die Neigung und die Verkipfung. Es ist zu erwähnen, dass im Gegensatz zu dem in dieser Arbeit entwickelten Positionierungssystem, die meisten Positionierungssysteme die Orientierung nicht bestimmen können, sondern nur die Bewegungsrichtung, falls die Empfangsstation beweglich ist.
- **Stromverbrauch:** Die Höhe des Stromverbrauchs muss berücksichtigt werden, vor allem dann, wenn das System aus einer großen Anzahl von batteriebetriebenen mobilen Stationen besteht.
- **Kosten:** Die Kosten variieren stark von einem System zum anderen. Vor allem bei Anwendungen, bei denen eine große Anzahl von Knoten gebraucht wird, wie Ad-hoc-Sensor-Netzwerke, ist es wirtschaftlicher kostengünstigere Lösungen zu nutzen. Die Entwickler müssen hier einen Kompromiss zwischen Kosten, Genauigkeit, Zuverlässigkeit und Benutzerfreundlichkeit finden. Neben der Kosten der Knoten müssen andere Kosten wie Infrastruktur-, Errichtungs- und Wartungskosten in Betracht gezogen werden.
- **Skalierbarkeit:** Die Skalierbarkeit ist einerseits die Fähigkeit, den Abdeckungsbereich zu erweitern (z.B. durch Hinzufügen von weiteren Räumen zu dem Abdeckungsbereich), und auf der anderen Seite, die Fähigkeit einer wachsenden Anzahl von mobilen Stationen (hinzugekommene Stationen) zu verwalten.
- **Datenschutz:** Informationen über Benutzer- oder Objekt-Standorte können dem Datenschutz unterliegen. In diesen Fall sollen Positionierungssysteme immun gegenüber jeglicher Abhörversuche von unbefugten Teilnehmern sein.

2.2 Indoor-Positionierung aus Strecken- und Winkelmessung

Eine präzisen Position lässt sich im Allgemeinen durch Strecken und/oder Winkel zwischen einer mobilen Station (=unbekannte Position) und mehreren stationären Stationen bzw. Feststationen

¹In der Satellitengeodäsie bezeichnet die Verfügbarkeit den Prozentsatz an Zeit, in dem ein Navigationssystem innerhalb eines bestimmten Abdeckungsbereichs verwendbar ist.

(=Position bekannt) festlegen. So gibt es verschiedene Möglichkeiten der Positionsbestimmung, die auf Strecken- und/oder Winkelbestimmung basieren. Im Folgenden werden die vier wesentlichen Verfahren, die nach diesem Prinzip arbeiten: Signalstärke-Verfahren (RSS, received signal strength), Time of Arrival-Verfahren (TOA), Time Difference of Arrival-Verfahren (TDOA) und Angle of Arrival-Verfahren (AOA) besprochen.

2.2.1 Signalstärke-Verfahren

Beim Signalstärke-Verfahren (RSS, Received Signal Strength) wird die Distanz zwischen Sender und Empfänger aus der empfangenen Leistung hergeleitet. Die empfangene Leistung kann zusammen mit einem Pfadverlust Modell zur Schätzung der Distanz verwendet werden. Mit der Distanz d zwischen Sender und Empfänger und den Pfadverlustfaktor α ergibt sich logarithmisch für die Empfangsleistungsstärke P (in dB) folgende Gleichung (vgl. Kap. 4.6):

$$P(d) = P(d_0) - 10\alpha \log_{10}\left(\frac{d}{d_0}\right) + X_\sigma \quad (2.1)$$

Wobei d_0 ein Referenzabstand (im Fernfeld z.B. 1 m) und X_σ eine Gaussverteilte Zufallsvariable ist. Eine zuverlässige Schätzung der Distanz d setzt genaue Kenntnisse über den Pfadverlustfaktor und die Varianz σ^2 der Zufallsvariable X_σ voraus. Diese können aus empirischen Messungen hergeleitet werden. Die beste erreichbare Standardabweichung σ_d der Distanz d ist durch folgende Ungleichung gegeben [GEZICI u. VINCENT, 2008].

$$\sigma_d \geq \frac{\ln(10)\sigma d}{10\alpha} \quad (2.2)$$

Aus der Gleichung ist zu entnehmen, dass bei kleiner Streuung der Leistung und bei kleinen Entfernungen sich die Schätzung der Distanz verbessert.

2.2.2 Time of Arrival – Verfahren

Beim Time of Arrival-Verfahren (TOA) erfolgt die Berechnung der Distanz zwischen Sender und Empfänger anhand der Laufzeit und der Ausbreitungsgeschwindigkeit der verwendeten Wellen. Mit Hilfe dieser Größen können die Strecken zwischen den beiden Stationen berechnet werden. Soll eine einfache Distanzmessung (d.h. Signalauswertung beim Empfänger) stattfinden, dann ist eine zeitliche Synchronisation zwischen Sender und Empfänger notwendig. Auf die Synchronisation kann verzichtet werden, wenn die Messung durch Auswertung der zweifachen Strecke erfolgt (Empfänger fungiert nur als Reflektor). Anhand der Entfernungen zwischen mindestens drei Referenzstationen und einem mobilen Endgerät, kann die Position des Endgerätes im Raum über das Trilaterationsverfahren (auch bekannt als räumlicher Bogenschnitt) bestimmt werden (vgl. Kap. 9.1 und 9.3). Geometrisch gesehen ergibt sich die unbekannte Position durch den Schnitt dreier Kugeln, in deren Mittelpunkten jeweils eine Referenzstation liegt und deren Radius die dazugehörige gemessene Raumstrecke ist (Abbildung 2.1). Als Ergebnis ergeben sich im Normalfall zwei Kandidaten für die unbekannte Position. Durch das Hinzunehmen einer vierten Messung oder durch Einführung einer Zusatzbedingung kann eine der Lösungen ausgeschlossen werden.

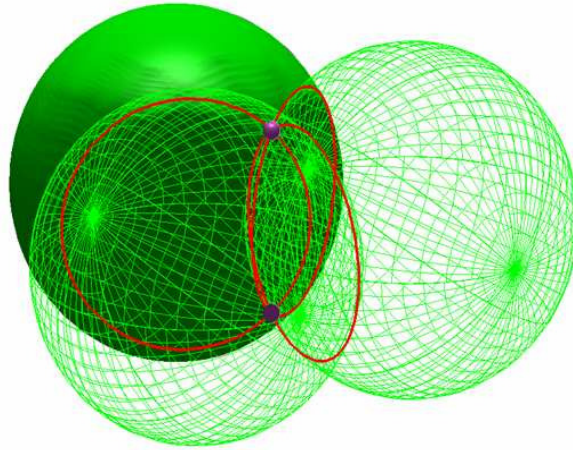


Abbildung 2.1: Räumlicher Bogenschnitt als Schnitt dreier Kugeln [BLANKENBACH et al., 2007]

Es wurde auch unter Verwendung des AWGN-Szenarios (AWGN, Additive White Gaussian Noise) theoretisch gezeigt, dass die beste erreichbare Standardabweichung σ_d der Distanz d , die mit dem Laufzeitmessungsverfahren (TOA) geschätzt wird, die folgende Ungleichung erfüllt: [GEZICI et al., 2005]

$$\sigma_d \geq \frac{c}{2\sqrt{2}\pi\sqrt{SNR}\beta} \quad (2.3)$$

c : Ausbreitungsgeschwindigkeit der Welle, β : effektive Signalbandbreite, SNR: Signal-Rausch-Verhältnis (SNR, Signal to Noise Ratio). Es ist festzustellen dass, im Gegensatz zum RSS-Verfahren hier, die beste erreichbare Genauigkeit unabhängig von der Distanz zum Sender ist.

2.2.3 Time Difference of Arrival – Verfahren

Ein weiteres anwendbares Verfahren stellt das TDOA-Verfahren bzw. die Streckendifferenzmessung dar. Hier wird die Differenz der Strecken von zwei Feststationen zum Empfänger anhand der Lauf-

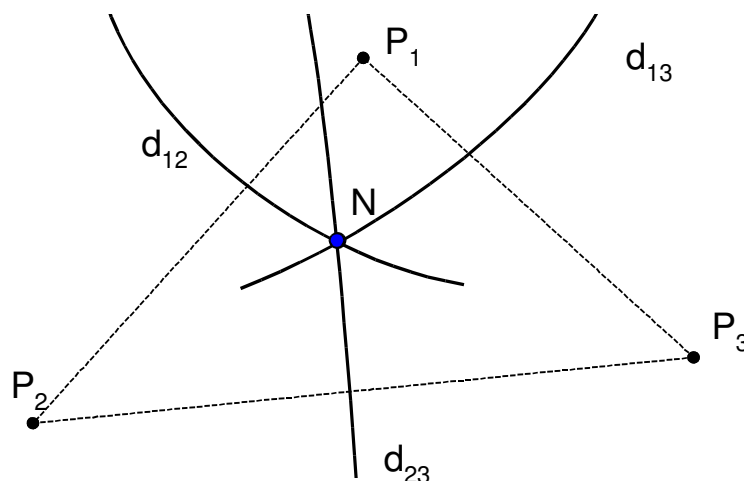


Abbildung 2.2: Hyperbelschnittverfahren

zeitdifferenz ermittelt. Bei dieser Methode müssen die Feststationen zeitlich synchronisiert sein.

Eine Auswertemethode, bei der Streckendifferenzen zur Positionsbestimmung genutzt werden, ist der Hyperbelschnitt. Abbildung 2.2 zeigt das Verfahren für den zweidimensionalen Fall. P_1 , P_2 und P_3 sind die Feststationen, die für die Streckendifferenzmessung genutzt werden. Die Hyperbellinien sind die Orte aller Punkte N , bei denen die Streckendifferenz $d_{mn} = NP_m - NP_n$ immer gleich groß ist. Der Schnitt dieser Hyperbeln liefert dann die eindeutige Lösung für N .

Der Hyperbelschnitt lässt sich auf den dreidimensionalen Fall erweitern. Hier spricht man vom räumlichen Hyperbelschnitt oder auch Hyperboloidschnitt. Die Orte des Neupunktes lassen sich durch folgende Gleichung beschreiben:

$$d_{ij} = \left[(x - x_i)^2 + (y - y_i)^2 + (z - z_i)^2 \right]^{\frac{1}{2}} - \left[(x - x_j)^2 + (y - y_j)^2 + (z - z_j)^2 \right]^{\frac{1}{2}} \quad (2.4)$$

d_{ij} = Streckendifferenz

x, y, z = Koordinaten des Neupunktes

x_i, y_i, z_i = Koordinaten der Festpunkte, $i = 0, \dots, 3$

Die Gleichung beschreibt die Schale eines rotationssymmetrischen Hyperboloides. Mit vier Festpunkten können drei Hyperboloide beschrieben werden. Ihr Schnittpunkt liefert den gesuchten Neupunkt. Ein nicht-iteratives Lösungsverfahren für den räumlichen Hyperbelschnitt wird in [KLEUSBERG, 1994] beschrieben [BLANKENBACH et al., 2007].

Da die Schätzung der Laufzeitdifferenz aus der TOA-Schätzung hergeleitet werden kann, lässt sich wie oben beschrieben, zeigen, dass sich die Genauigkeit der Schätzung der TDOA linear mit der effektiven Bandbreite und dem \sqrt{SNR} erhöht.

2.2.4 Angle of Arrival-Verfahren

Beim AOA-Verfahren (Angle of Arrival) wird der Winkel ermittelt, unter dem das Signal bei den fest installierten Stationen einfällt. Als feste Station dient ein Antennenarray. Abbildung 2.3 zeigt zwei nebeneinanderliegende Antennenelemente S_1 und S_2 . Der Eingangswinkel α kann über die Laufzeitdifferenz einer in den beiden Sensoren S_1 und S_2 auftreffenden Welle und der Bezugsrichtung durch die Normale zur Basislinie b ermittelt werden.

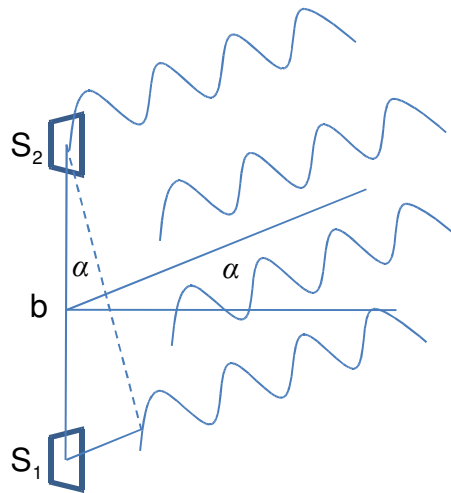


Abbildung 2.3: Bestimmung des Eingangswinkels auf dem Antennenarray [BLANKENBACH et al., 2007]

Der Einfallswinkel α ist gegeben durch:

$$\alpha = \arcsin\left(c \frac{\Delta t}{b}\right) \quad (2.5)$$

c = Ausbreitungsgeschwindigkeit der Welle, Δt = Laufzeitdifferenz und b = Länge der Basis

Für eine zweidimensionale Positionsbestimmung werden mindestens zwei feste Stationen (Abbildung 2.4, Antennenarrays A_1 und A_2) benötigt, von denen aus die Eingangswinkel zum Neupunkt bestimmt werden. Die beiden Arrays müssen zueinander orientiert und der Abstand zwischen ihnen muss bekannt sein.

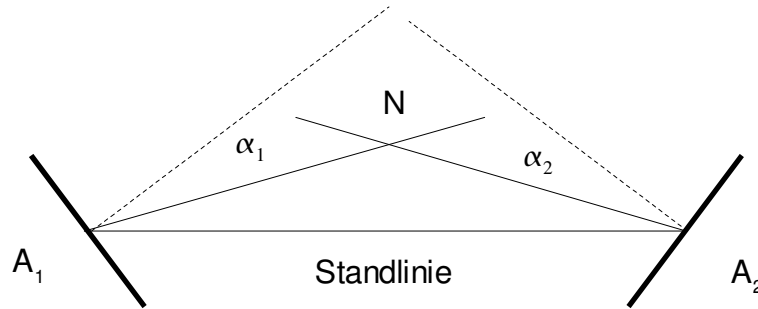


Abbildung 2.4: Zweidimensionale Positionsbestimmung

Die Berechnung der Neupunktlage erfolgt anschließend über das Triangulationsverfahren. Eingangsgrößen sind die Einfallswinkel α_i und die Standlinie zwischen den festen Stationen. Für eine dreidimensionale Positionsbestimmung müssen die Antennenarrays zusätzlich zur horizontalen eine vertikale Komponente aufweisen (Matrix-Array). Dadurch kann der Höhenwinkel und somit die Z-Koordinate mitbestimmt werden. Das mobile Endgerät dient in diesem Falle nur als Sender, die Auswertung erfolgt in den festen Empfangseinheiten. Der Vorteil gegenüber den anderen beiden Systemen liegt darin, dass nur zwei bekannte Feststationen für eine eindeutige Positionsbeschreibung benötigt werden. Dafür müssen jedoch die Antennenarrays (zueinander) orientiert sein. Die räumliche Abdeckung des Verfahrens ist durch die Ausrichtung und den eingeschränkten Aufnahmebereich der orientierten Antennen begrenzt. Wellen aus Reflexionen können die Ergebnisse stark verfälschen, auch wenn es eine direkte Verbindung zwischen dem Sendern und dem Antennenarray gibt. Außerdem ist die Genauigkeit der Position natürlich von der Genauigkeit der Schätzung des AOA abhängig. Die beste erreichbare Standardabweichung σ_α der Winkel α für ein lineares Antennenarray mit N_a Antennenelementen, die mit dem AOA-Verfahren geschätzt werden kann, erfüllt die folgende Ungleichung: [GEZICI u. VINCENT, 2008]

$$\sigma_\alpha \geq \frac{\sqrt{3} c}{\sqrt{2} \pi \sqrt{SNR} \beta \sqrt{N_a(N_a - 1)} l \cos \alpha} \quad (2.6)$$

Wobei α der AOA, c die Ausbreitungsgeschwindigkeit der Welle, l Abstand zwischen zwei benachbarten Antennenelementen, und β die effektive Bandbreite ist. Aus der Ungleichung (2.6) ist zu ent-

nehmen dass, sich die Genauigkeit der Schätzung der AOA mit steigendem SNR, effektiver Bandbreite, wachsender Anzahl der Antennen-Elemente und zunehmenden Abstand l verbessert.

2.3 Verfahren der Streckenmessung mit EM-Wellen

Alle oben beschriebenen Verfahren nutzen letztendlich Streckenmessungen als ausschlaggebende Elemente für die Positionierung, entweder mit reiner Wellenlaufzeitmessung in Form direkter Laufzeitmessung (TOA) oder mittels der Differenz zweier Laufzeitmessungen (TDOA und AOA), oder auch mit Hilfe der Signalstärke der empfangenen Welle (RSS). Die Wahl des verwendeten Streckenmessverfahrens hat damit eine entscheidende Bedeutung bei der Konzeption eines Positionierungssystems.

2.3.1 Streckenmessung mittels Laufzeit EM-Wellen

Nach [GHAVAMI et al., 2004] kann man Positionierungssysteme, die auf Distanzmessung mittels der Laufzeit EM-Wellen basieren in drei Gruppen unterteilen:

- In **Schmalbandsystemen** wird die Distanz zwischen zwei Transceivern aus der Messung der Phasendifferenz zwischen dem gesendeten und empfangenen Signal ermittelt. Geodätische elektronische Distanzmesser nach dem Phasenvergleichsverfahren arbeiten nach diesem Prinzip. Schmalbandsysteme verlangen eine direkte Sichtverbindung, um die mögliche Genauigkeit im Millimeterbereich oder besser zu erreichen. Bei nicht vorhandener Sichtverbindung kann es zu Mehrwege-Effekten kommen. Dann überlagern sich die Signale mit unterschiedlich zurückgelegten Wegen, wobei das so entstandene Signal eine zufällige Phase besitzt und damit für die Distanzermittlung unbrauchbar wird. Ein Beispiel einer solchen Signalüberlagerung findet sich in seinen Auswirkungen als zyklischer Phasenfehler bei EDM-Geräten (EDM, Electronic Distance Measurement).
- Bei **Breitbandsystemen** wird die Spreiz-Spektrum-Methode benutzt (vgl. Kap. 3.9). Auf eine Trägerfrequenz wird eine bekannte, rauschähnliche PRN-Sequenz (Pseudo Random Noise) digital aufmoduliert. Am Empfänger wird das Signal mit der bekannten Trägerfrequenz demoduliert und mit der bekannten PRN-Sequenz korreliert. Dieses Verfahren wird z.B. bei GPS verwendet. Die Auflösung für die Distanzmessung ist durch folgende Gleichung vorgegeben:

$$d = \frac{c}{BW} \quad (2.7)$$

Wobei c : Lichtgeschwindigkeit [m/s] und BW : Bandbreite des Spreizsignals [Hz].

So beträgt z.B. bei GPS die Bandbreite (BW) des C/A-Codes 1,023 MHz (C/A: Coarse/Acquisition) was einer Entfernungsauflösung von 293 m entspricht.

- Die **Hochauflösende Methode** verbessert die Genauigkeit bei gegebenen Bandbreiten dadurch, dass das empfangene Signal im Frequenzbereich mit Algorithmen der linearen Algebra bearbeitet wird, wie z.B. mit dem so genannten MUSIC-Algorithmus (MUltiple SIgnal Classification). Dieses bezeichnet man dann als Hochauflösende Methode. Sie wird z.B. bei der Bestimmung des Angle of Arrival (AOA) in Antennenarrays verwendet.

Durch Erhöhung der Bandbreite, wie den obigen Formeln (2.3),(2.6) und (2.7) zu entnehmen ist, kann die Auflösung der Distanzmessung trotz Mehrwege-Effekte gesteigert werden. **Ultra Wide-**

band Systeme (UWB) nutzen dies und zählen damit zu den genauesten und aussichtsreichsten Systemen.

2.3.2 Streckenmessung mittels quasistatischer Magnetfelder

Aufgrund der Fadingeffekte bei der Ausbreitung von EM-Wellen (vgl. Kap. 4.6), ist die Empfangssignalstärke eine ungeeignete Größe für die Messung des Abstands zwischen Sender und Empfänger. Fadingeffekte resultieren aus Interferenzen und sind deshalb der Welleneigenschaften zuzuführen.

Quasistatische Magnetfelder haben den Vorteil, dass sie alle herkömmlichen (nichtferromagnetische) Materialien unverzerrt durchdringen können und kein Fading aufweisen. Systeme auf der Basis quasistatische Magnetfelder lassen sich in zwei Kategorien unterteilen: In Systeme, die Magnetfelder sehr niedriger Frequenzen [POLHEMUS, 2008] benutzen und in Systeme die statische Magnetfelder benutzen [ASCENSION, 2008]. Beide Systeme bestehen aus Magnetfeldquellen (z.B. aus einer Spule) und einer beliebigen Anzahl von mobilen Stationen, die Magnetfeldsensoren beinhalten.

2.4 Fazit

Trotz der zahlreichen innovativen Ansätze, insbesondere bei der Distanzmessung, befindet sich die Entwicklung der Positionierungssysteme noch in den Anfängen und es existieren nach wie vor zahlreiche zu lösende Fragestellungen. Drei wichtige Problembereiche tauchen bei der Indoor-Positionierung immer wieder auf:

- Verfügbarkeit der Signale aufgrund von Abschattung (z.B. durch Baumaterialien),
- Zuverlässigkeit der Ortung aufgrund von Störungen (z.B. Mehrwege-Effekte),
- Genauigkeit der Positionsbestimmung.

Insbesondere der letztgenannte Punkt ist bei derzeitigen Systemen äußerst problematisch, da die Positionierung mit geodätischer Genauigkeit unter Verwendung aktiver Sensoren derzeit nicht realisierbar scheint. Eine mögliche Lösung dieser Problematik könnten **Ultra Wide Band (UWB)** und **das statische Magnetfeld** darstellen. Beide Verfahren werden in den folgenden Kapiteln näher beschrieben und auf ihre Tauglichkeit für die Entwicklung eines präzisen Positionierungssystem geprüft. Auf den gewonnenen Erkenntnissen basierend werden zwei Positionierungssysteme vorgestellt. Die Abbildung 2.5 zeigt die in dieser Arbeit behandelten Systeme neben einiger andere bekannten Positionierungssystemen.

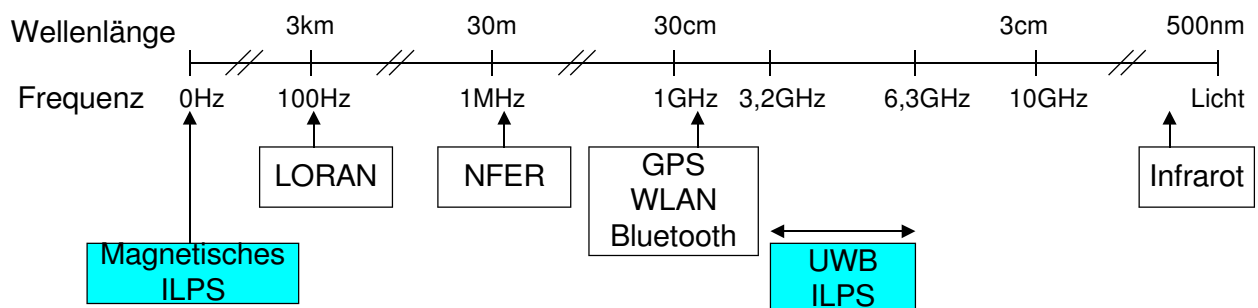


Abbildung 2.5: EM-Wellen basierte Positionierungssysteme

Kapitel 3

Ultra-Wideband-Verfahren

In diesem Kapitel wird ausführlich auf Ultra Wideband (UWB) Verfahren eingegangen. Nach der Definition von UWB werden seine Eigenschaften im Detail beschrieben. Anschließend werden die Funkregulierung, Standardisierung und die typischen UWB-Anwendungen thematisiert. Im Weiteren wird das IR-UWB (Impulsbasiertes UWB) und seine Modulation dargestellt, einschließlich eines Blockschaltbildes für die Realisierung der PPM-TH Modulation (PPM, Pulse Position Modulation) (TH, Time Hopping).

3.1 Grundlagen

UWB bezeichnet eine äußerst breitbandige Funktechnologie, deren absolute Bandbreite mehr als 500 MHz oder deren relative Bandbreite mindestens 20% beträgt [FCC, 2002]. Wie in der Abbildung 3.1 gezeigt ist, ergibt sich die absolute Bandbreite B aus der Differenz zwischen der oberen -10dB Grenzfrequenz f_o und der unteren -10dB Grenzfrequenz f_u .

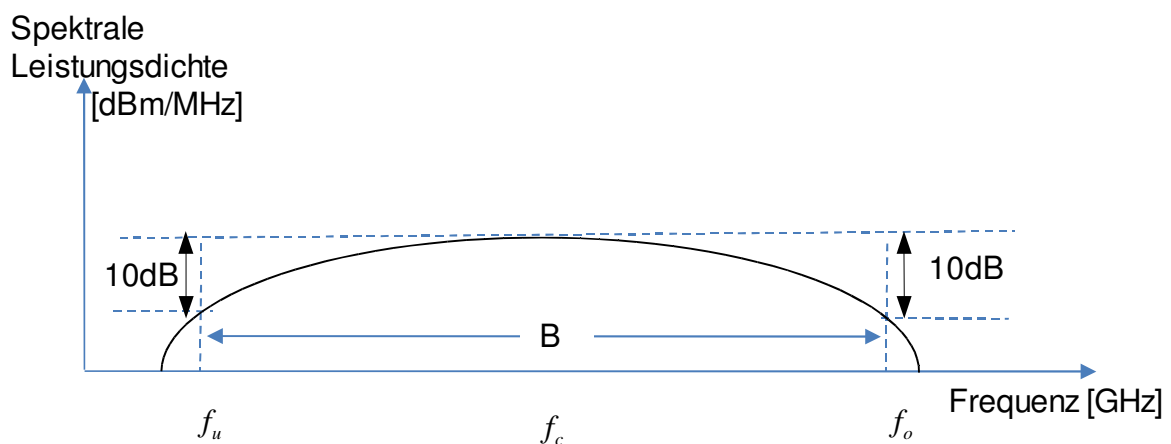


Abbildung 3.1: Signal-Bandbreite [GEZICI u. VINCENT, 2008]

Somit soll :

$$B = f_o - f_u \geq 500 \text{ MHz} \quad (3.1)$$

oder auf der anderen Seite soll die relative Bandbreite B_{rel} folgende Ungleichung erfüllen:

$$B_{rel} = \frac{B}{f_c} = 2 \frac{f_o - f_u}{f_o + f_u} \geq 0,2 \quad (3.2)$$

Anstelle der Verwendung einer modulierten Sinuswelle basiert die Nachrichtenübertragung bei UWB meist auf der Erzeugung von sehr kurzen digitalen Impulsen, die zeitlich sehr präzise festgelegt sein müssen.

Die Idee der UWB-Technologie stammte aus den frühen 1960er Jahren. Sie besagt, dass man die Ausbreitung von EM-Wellen, nicht nur in der Frequenz-Bereich-Perspektive sondern auch im Zeit-Bereich betrachten kann [FONTANA, 2004]. Die ersten breitbandigen Funkübertragungen wurden bereits 1887 von **Heinrich Hertz** und 1901 von **Guglielmo Marconi** in seiner transatlantischen Funkübertragung von England nach Neufundland (Kanada) durchgeführt.

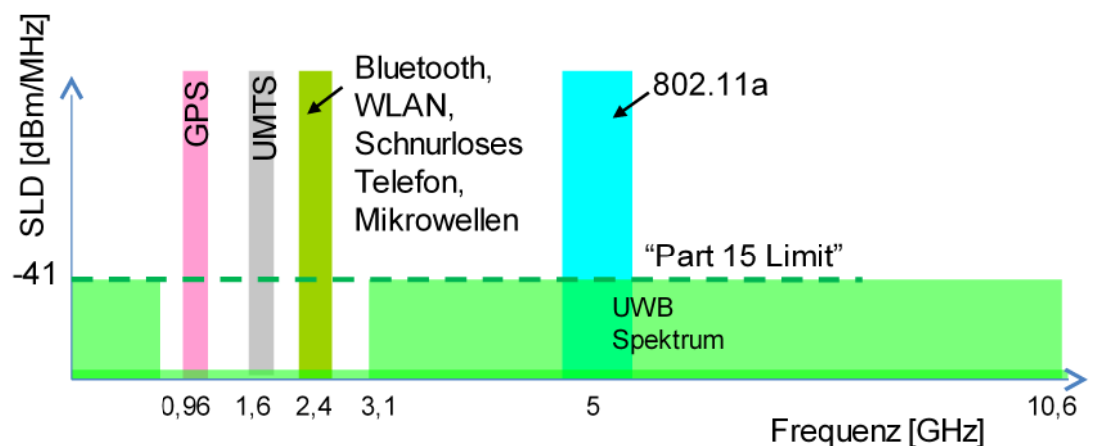


Abbildung 3.2: UWB Sendeleistungsdichte (SLD) im Vergleich zu anderen Funksystemen

3.2 Eigenschaften von UWB

Durch ihre extrem hohe Bandbreite weisen UWB-Systeme besondere Merkmale auf:

- Unempfindlichkeit gegenüber Multipath:

UWB zeigt sich gegenüber herkömmlichen Funksystemen sehr robust gegenüber Mehrwege-Effekten, da die gesendeten Impulse bei pulsbasiertem Verfahren (Impuls Radio-UWB, IR-UWB) sehr kurz ($< 2 \text{ ns}$) sind und bei eventueller Mehrwegeausbreitung von einander getrennt werden können.

- Durchdringung von Materialien:

Durch die Frequenzdiversität des breitbandigen Signals treten praktisch keine Fading-Erscheinungen auf und da zusätzlich im abgedeckten Frequenzbereich 3,1 – 10,6 GHz (Abbildung 3.2)

auch relativ niedrige Frequenzen vorhanden sind, kann das UWB-Signal verschiedene Materialien durchdringen.

- Störungssicherheit:

Durch die hohen Leistungsbeschränkungen sind UWB-Signale für andere Funkssysteme kaum wahrnehmbar und vom Hintergrundrauschen nicht zu unterscheiden (Abbildung 3.2). So kann UWB mit bestehenden Technologien überlagert werden, ohne dass Interferenzen auftreten. Dies macht UWB u. a. für Militärs und Nachrichtendienste interessant, weil es ermöglicht, Informationen unerkant und gegen Abhören geschützt zu übertragen [AMETI et al., 2003].

- Möglichkeit der Übertragung mit sehr hoher Datenrate:

Durch ihre extrem große Bandbreite ermöglicht UWB Übertragung sehr hoher Datenraten (theoretisch bis zu mehreren Gbit/s). Dies kann mit dem Shannon'sche Theorem der Kanalkapazität nachgewiesen werden. Für einen AWGN-Kanal mit der Bandbreite B in Hz, wird die maximale übertragbare Datenrate C in Bits/s genannt Kanalkapazität, durch folgende Gleichung gegeben [RAPPAPORT, 2001]:

$$C = B \log_2(1 + SNR) \quad (3.3)$$

wobei SNR das Signal-Rausch-Verhältnis am Empfänger ist.

Wie an der Gleichung zu sehen ist, können bei guten SNR und großen Bandbreiten sehr hohe Datenraten erzielt werden.

- Hardware:

Im Unterschied zu anderen Funksystemen brauchen UWB-Systeme zumeist keine Trägerwelle und sind daher in ihrem Aufbau einfacher und preiswerter als andere Systeme mit einer Trägerwelle und der aufmodulierten Information.

3.3 Funkregulierung für UWB

Im Jahre 2002 wurde UWB von der US-amerikanische Regulierungsbehörde FCC (Federal Communications Commission) zur lizenzfreien Nutzung freigegeben [FCC, 2002]. Dabei wurden zwei Spektralbereiche, der eine zwischen 0,1 und 0,96 GHz, der andere zwischen 3,1 und 10,6 GHz definiert. Beide Frequenzbereiche wurden jedoch mit hohen Leistungsbeschränkungen belegt, da diese in Teilen bereits durch andere Funkssysteme belegt sind. So wurde für den Frequenzbereich zwischen 3,1 und 10,6 GHz die Leistung auf einen Maximalwert von -41,3 dBm/MHz (=74100 Pikowatt/MHz) beschränkt. Im Frequenzbereich unterhalb von 960 MHz gelten die allgemeinen Limits für Störemissionen von Geräten (-73 dBm/MHz). Zusätzlich sind in den Frequenzbereichen 1.164-1.240 MHz und 1.559-1.610 MHz maximale Sendeleistungsdichten von -85,3 dBm/kHz einzuhalten, um zusätzlich Störungssicherheit für GPS basierte Anwendungen zu garantieren.

Am 16.01.2008 hat auch die Bundesnetzagentur den Weg für das UWB in Deutschland frei gemacht, indem sie Frequenzen im Bereich von 30 MHz bis 10,6 GHz dem Markt zur Verfügung gestellt hat. Mit dieser Allgmeinuteilung erfolgte die verpflichtende Umsetzung der am 21.02.2007 verabschiedeten Entscheidung der Europäischen Kommission über die Gestattung der harmonischen Frequenznutzung für Ultrabreitbandgeräte in der Gemeinschaft, die die Nutzung der UWB-Sende-Spektral-Maske für die Mitgliedsstaaten der Europäischen Union genehmigt. Die maximale Grenze

der Leistungsdichtespektrums (LDS) ist ebenfalls auf 41,3 dBm/MHz festgesetzt worden [BUNDESNETZAGENTUR, 2008]. Aufgrund der starken Leistungsbeschränkung sind UWB-Sender derzeit jedoch nicht in der Lage, ein Signal über große Entfernungen zu versenden. Die maximale Reichweite liegt derzeit etwa bei 30 bis 50 m (vgl. Kap. 8).

3.4 UWB-Standardisierung

Die für die Kommunikation und Datenübertragung notwendige Standardisierung wird derzeit durch zwei Arbeitsgruppen 802.15.3 und 802.15.4 (WPAN, Wireless Personal Area Network) des IEEE vorangetrieben. Dabei werden im Wesentlichen zwei Übertragungsverfahren, ein Impulsbasiertes Verfahren in Form von einem DS-UWB (Direct Sequence UWB) und TH-UWB (Time Hopping UWB (vgl. Kap. 3.7.1)) und ein Spreizbandverfahren (Multi Band Orthogonal Frequency Division Multiplexing, MB-OFDM) gegeneinander abgewogen. Das erste Verfahren ist trägerlos während das zweite Verfahren eine Trägerwelle für die Modulation benötigt.

3.5 UWB-Anwendungen

Bisher war UWB ausschließlich auf militärische Anwendungen begrenzt. Dank seiner Fähigkeit Materialien zu durchdringen, wurde es für Radar-Bildgebung-Systeme (ground penetration radars, wall radar imaging, through-wall radar imaging) und Radar-Überwachungssysteme verwendet. Aufgrund seiner hohen zeitlichen Auflösung wurde UWB in Radar Systemen eingesetzt. Auch die rauschähnliche Sendeleistung von UWB hat sich für die militärischen Kommunikation als sehr geeignet erwiesen. In der kommerziellen Welt gewinnt UWB seit seiner Freigabe immer mehr an Bedeutung, insbesondere für die Datenübermittlung im WPAN im Nahbereich, weil es Datenübertragungen mit sehr hoher Datenrate bis zu 480 Mbits/s bei einem gleichzeitig sehr niedrigen Stromverbrauch ermöglichen kann. Es ist davon auszugehen, dass auf Basis von UWB zukünftig drahtlose Alternativen zu USB und FireWire (Wireless USB, Wireless FireWire) für die Datenübertragung im Nahbereich entstehen werden. Langfristig strebt die IEEE-802.15.3a-Arbeitsgruppe sogar Bitraten von 1 bis 2 GBit/s an, wodurch völlig neue Einsatzmöglichkeiten für die Informationsübertragung im Indoor-Bereich geschaffen werden könnten. Auch RFID-Systemen können von UWB profitieren, denn im Gegensatz zu herkömmlichen RFID-Systemen werden die UWB-Signale gleichzeitig über mehrere Bänder von Frequenzen gesendet und werden über viel kürzere Laufzeiten übermittelt. Diese Frequenzdiversität verringert die Wahrscheinlichkeit des Verlusts der übertragenen Informationen aufgrund von Fadingeffekten. Ein weiterer Vorteil liegt darin, dass UWB-Tags weniger Strom verbrauchen und über längere Zeit betrieben werden können.

3.6 Impulsbasiertes UWB

Impulsbasierte UWB (Impuls Radio UWB, IR-UWB) Kommunikation beruht auf der Emission sehr kurzer Impulse. Mit dieser Art der Übertragung ist es nicht erforderlich, das Signal zusätzlich mit einer Trägerwelle zu modulieren. Aufgrund ihrer Fähigkeiten und ihrer hervorragenden Auflösung im Zeit- und Frequenzbereich werden die differenzierten Gaußpulse (Gauß'sche Monocycle) am häufigsten verwendet [ZHANG et al., 2005], deshalb werden sie im Folgenden näher untersucht. Ein differenzierter Gaußpuls kann einfach durch eine UWB-Antenne aus einem Gaußpuls erzeugt werden. Die UWB-Antenne übernimmt die Funktion eines Differenzierungsblocks, wirkt hier wie ein

Hochpass-Filter. Mathematisch gesehen ist der differenzierte Gaußpuls ein breitbandiges Signal, dessen zentrale Frequenz und Bandbreite von der Pulsbreite abhängen.

Sei

$$u(t) = -A e^{-2\pi \frac{t^2}{\alpha^2}} \quad (3.4)$$

der Gaußpuls. Der differenzierte Gaußpuls ist durch folgende Gleichung gegeben:

$$u_1(t) = \frac{\partial u(t)}{\partial t} = A \frac{4\pi t}{\alpha^2} e^{-2\pi \frac{t^2}{\alpha^2}} \quad (3.5)$$

In der Abbildung 3.3 ist ein differenziertes Gaußpuls und seine erste Ableitung dargestellt ($\alpha = 0,714$ ns und $A = 1$)

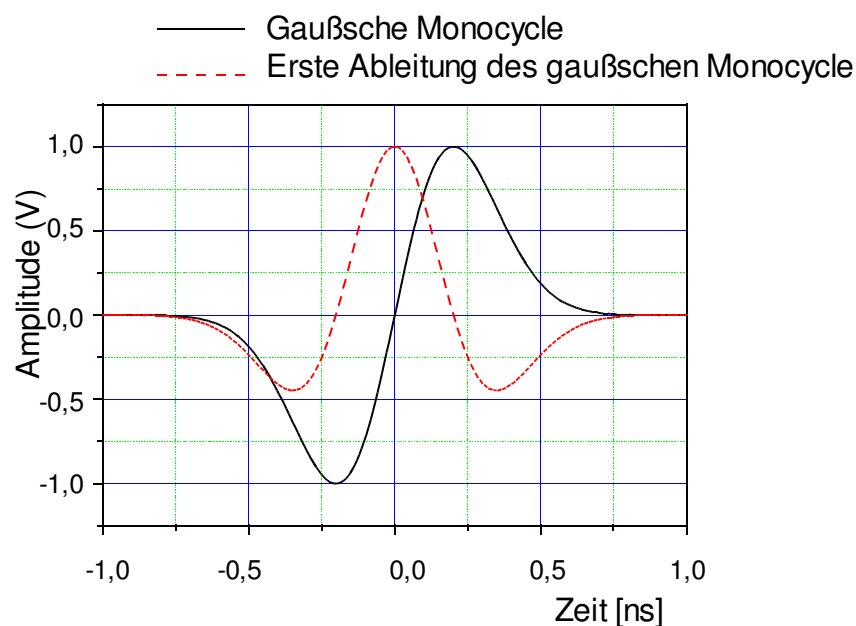


Abbildung 3.3: Gaußsche Monocycle und seine erste Ableitung

Erzeugt der Pulsgenerator beim Sender ein Gaußpuls, dann wird dieser durch die Sendeantenne zu einer Gaußschen Monocycle differenziert, die ihrerseits durch die Empfangsantenne am Empfänger nochmal differenziert wird [LIN et al., 2006].

Von besonderem Interesse sind noch höhere Ableitungen des Gaußpulses, da diese die von der FCC erlaubten Emissionsgrenzen wesentlich besser ausnutzen als der differenzierte Gaußpuls selbst (Abbildung 3.4). Die technisch einfachste zu erzeugende Pulsform ist der Gaußpuls. Aus diesem Grund bleibt sie zurzeit die meist benutzte Pulsform beim IR-UWB Hardware.

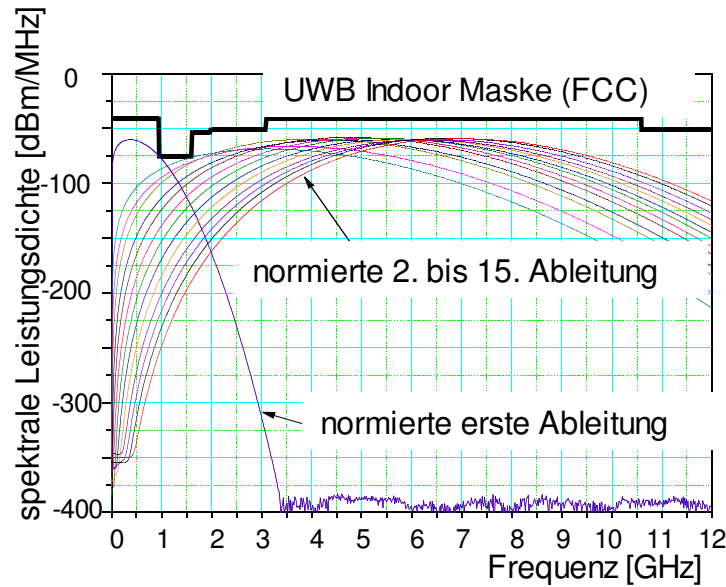


Abbildung 3.4: Frequenzmaske der FCC mit differenzierten Gaußpulsen

[DI BENEDETTO u. GIANCOLA, 2004]

3.7 PPM-TH-Modulation

Die digitale Modulation ist ein Prozess, bei dem digitale Signale in Wellenformen umgewandelt werden, die mit den Eigenschaften des Übertragungskanals kompatibel sind. Bei der Basisband-Modulation sind diese Wellenformen reine Impulse, während bei der Bandpass-Modulation Sinus-Wellen, den sogenannten Trägerwellen, verwendet werden. Die Trägerwellen werden bei Übertragung mit Funk in EM-Wellen umgewandelt [SKLAR, 1988]. Da das Spektrum von UWB-Impulsen schon im Hochfrequenzbereich liegt, sind die UWB-Impulse auch ohne Trägerwelle ausbreitungsfähig. Die bekanntesten Modulationsverfahren in impulsbasiertem UWB sind PAM (Pulse Amplitude Modulation), OOK (On-Off Keying), BPSK (Bi-Phase Shift Keying), PPM (Pulse Position Modulation), TH (Time Hopping) und DS-UWB (Direct Spread).

Im Folgenden wird anhand eines Beispiels das aus PPM und TH kombinierte Verfahren PPM-TH-UWB, das als Grundlage für die UWB-Übertragung bei dem entwickelten lokalen Indoor-Positionierungssystem (UWB-ILPS, UWB Indoor Local Positioning System) dient, vorgestellt. Dafür wird zuerst das grundlegende Prinzip des Zeitsprungverfahrens (TH, Time Hopping) und die Pulse-Position Modulation (PPM) erklärt.

3.7.1 Zeitsprungverfahren (TH)

Bei dem TH-Verfahren wird der Puls nicht in regelmäßigen Zeitabständen, sondern nach einem Muster, genannt TH-Code, gesendet. Dafür unterteilt man den Zeitrahmen, in dem der Puls positioniert wird in N_h Unterintervalle, genannt Chips. Je nach dem TH-Code wird der Puls in einem dieser Zeitintervalle platziert [DI BENEDETTO u. GIANCOLA, 2004].

Ist die Anzahl der Unterintervalle zum Beispiel $N_h = 3$ und der TH-Code = $[1 ; 0 ; 1 ; 2 ; 0]$ der Länge 5, dann wird der erste Puls im Unterintervall 1 der zweite Puls im Intervall 0 und der dritte

Puls im Intervall 1 usw. platziert². In der Abbildung 3.5 ist das Bit “1“ mit einer Sequenz aus 5 Pulse dargestellt. Die 5 Pulse werden nach dem Time Hopping-Code [1 ; 0 ; 1 ; 2 ; 0] platziert.

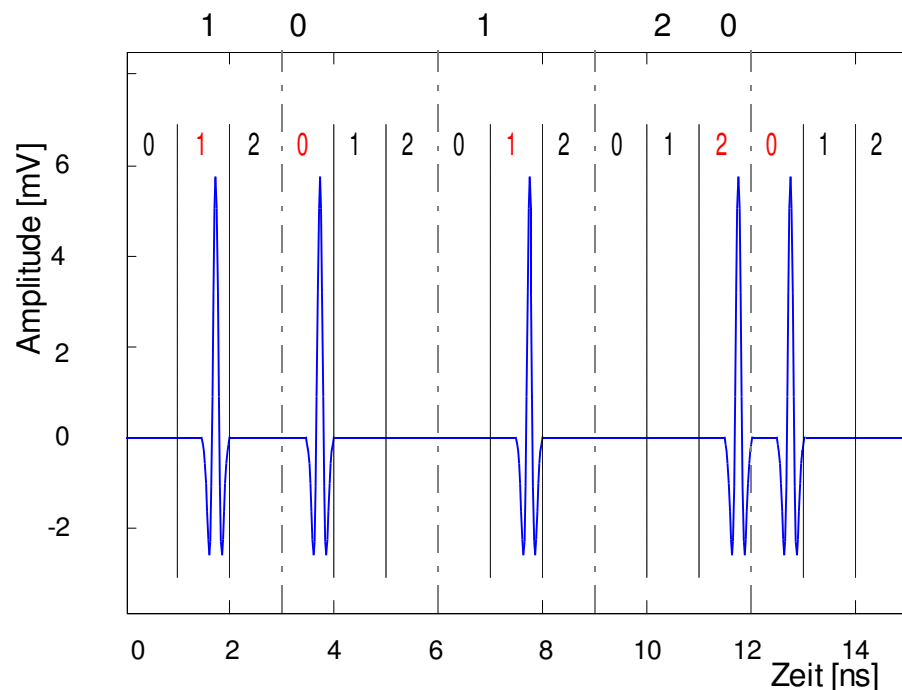


Abbildung 3.5: Zeitsprungverfahren

Der TH-Code ist sowohl im Sender, als auch im Receiver bekannt. Deshalb kann jedes Symbol richtig demoduliert werden. Die TH-Codes sind für eine Reduzierung der Periodizitäten im Signal verantwortlich. Folglich kommt es zum Glätten des Spektrums. Da jedem Benutzer ein anderer TH-Code zugeordnet wird, können zusätzlich mehrere Nutzer simultan senden.

3.7.2 Pulsphasenmodulation (PPM)

Bei der Pulsphasenmodulation (PPM, Pulse Position Modulation) korrespondiert die zu übertragende Information mit der zeitlichen Lage des Impulses in Bezug auf eine Nominalposition. Wird der Impuls etwa um eine Zeitspanne δ vor diesem Referenzzeitpunkt ausgesendet, symbolisiert dies ein 0-Bit. Erfolgt seine Erzeugung dagegen um die Zeitspanne δ nach diesem Referenzzeitpunkt, repräsentiert dies das 1-Bit (s. Abbildung 3.6). Im Frequenzbereich verteilt die PPM-Modulation die Signalenergie über mehrere Frequenzen [DI BENEDETTO u. GIANCOLA, 2004].

²Intervalle werden mit 0 beginnend nummeriert

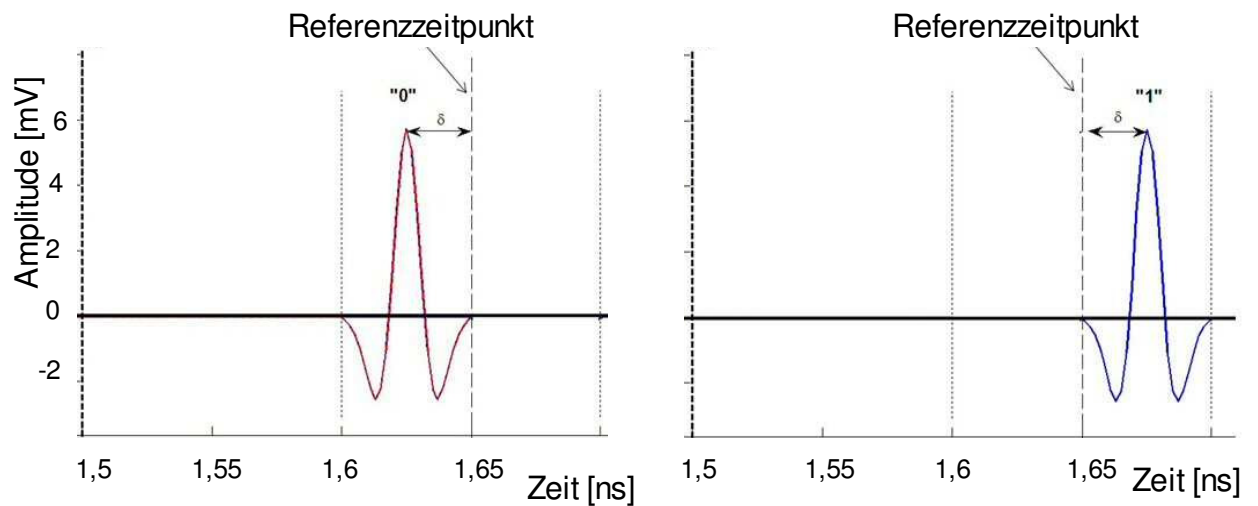


Abbildung 3.6: Prinzip der Pulsphasenmodulation

3.7.3 Pulsphasenmodulation mit Zeitsprungverfahren (PPM-TH-Modulation)

Die Kombination zwischen den PPM und TH-Modulationen ergibt die sogenannte PPM-TH-Modulation [DI BENEDETTO u. GIANCOLA, 2004]. D.h., die Lage des Impulses wird sowohl von der TH-Code als auch von der PPM-Modulation bestimmt. Wenn man zum Beispiel die Bitfolge [1, 0] mit dem gleichen TH-Code [1 ; 0 ; 1 ; 2 ; 0] aussendet, dann ergibt sich das zu sendende Signal wie in Abbildung 3.7 abgebildet.

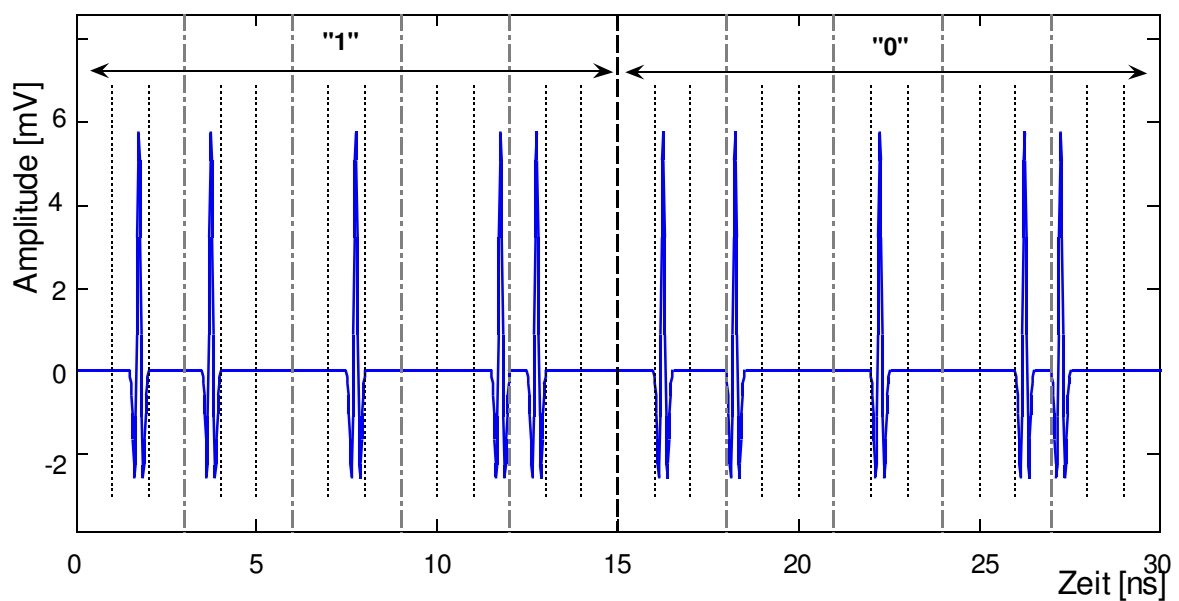


Abbildung 3.7: PPM-TH Modulation der Bitfolge [1, 0]

Wie in der Abbildung 3.7 zu sehen ist, repräsentieren die ersten 5 Pulse ein "1"-Bit und werden wie in Abbildung 3.5 gemäß einem Zeitmuster (TH-Code) platziert. Die restlichen 5 Pulse, die das "0"-Bit darstellen benutzen den gleichen TH-Code wie die ersten 5 Pulse. Der einzige Unterschied ist, dass die Pulse aufgrund der PPM-Modulation um die Zeitspanne 2δ nach links verschoben werden.

3.8 Blockschaltbild des UWB Transceivers

In der Abbildung 3.8 ist das Blockschaltbild des im UWB-ILPS verwendeten UWB Transceivers dargestellt. Wie im Bild gezeigt, sendet der Pulsgenerator die Pulse ohne Verstärkung mit der notwendigen Leistung über die Antenne. Dabei spielt die Antenne eine sehr kritische Rolle, denn sie arbeitet wie bereits erwähnt als Filter. Mit Hilfe eines Modulators, Codegenerators und eines Verzögerungsglieds (Time delay) werden die Pulse in genau kontrollierten Zeitabständen entsprechend einer TH-Code übertragen und empfangen. Das Empfangssignal von einem entfernten Sender wird mit einem lokal erzeugten Referenzsignal gemischt (multipliziert) und nach Integration abgetastet.

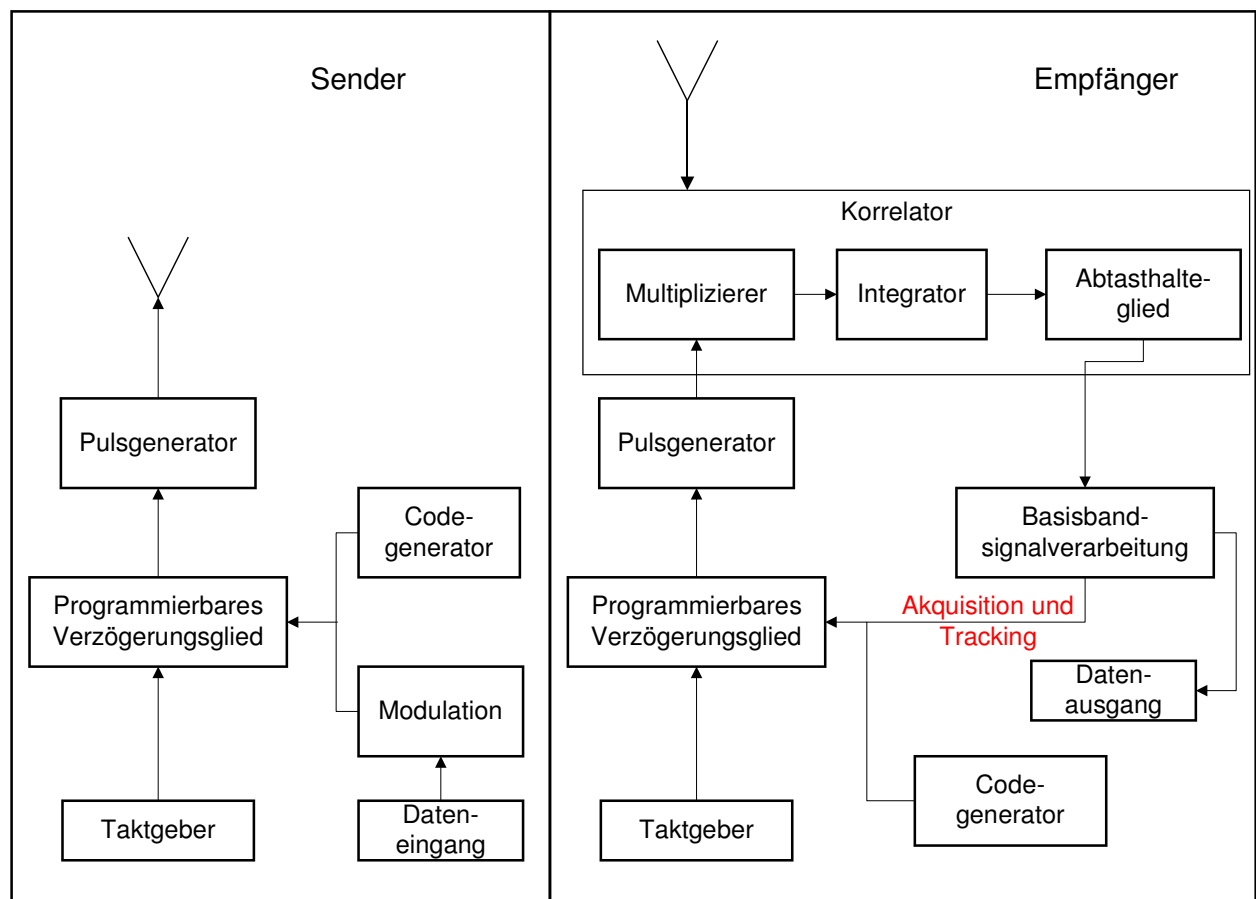


Abbildung 3.8: Blockschaltbild des UWB Transceivers

3.9 Spreizspektrum-Verfahren

Bei dem Spreizspektrum-Verfahren wird ein Datensignal der Bandbreite B zu einem Signal moduliert, das mehr Bandbreite W nutzt. Durch die Erhöhung der Bandbreite werden Interferenzen verringert und eine bessere Frequenzdiversität sowie eine höhere Kanal-Kapazität (s. Glg. 3.3) erzielt. Das Verhältnis W/B gibt die spektrale Spreizung (oder Bandbreiten-Erweiterung) an und wird als Spreizfaktor SF bezeichnet [MANSFELD, 2004]. Also:

$$SF = \frac{W}{B} \quad (3.6)$$

Die am häufigsten eingesetzten Spreizspektrum-Verfahren sind:

- DS-SS (Direct Sequence Spread Spectrum)
- FH-SS (Frequency Hopping Spread Spectrum)
- TH-SS (Time Hopping Spread Spectrum)
- Mischformen der angeführten Methoden

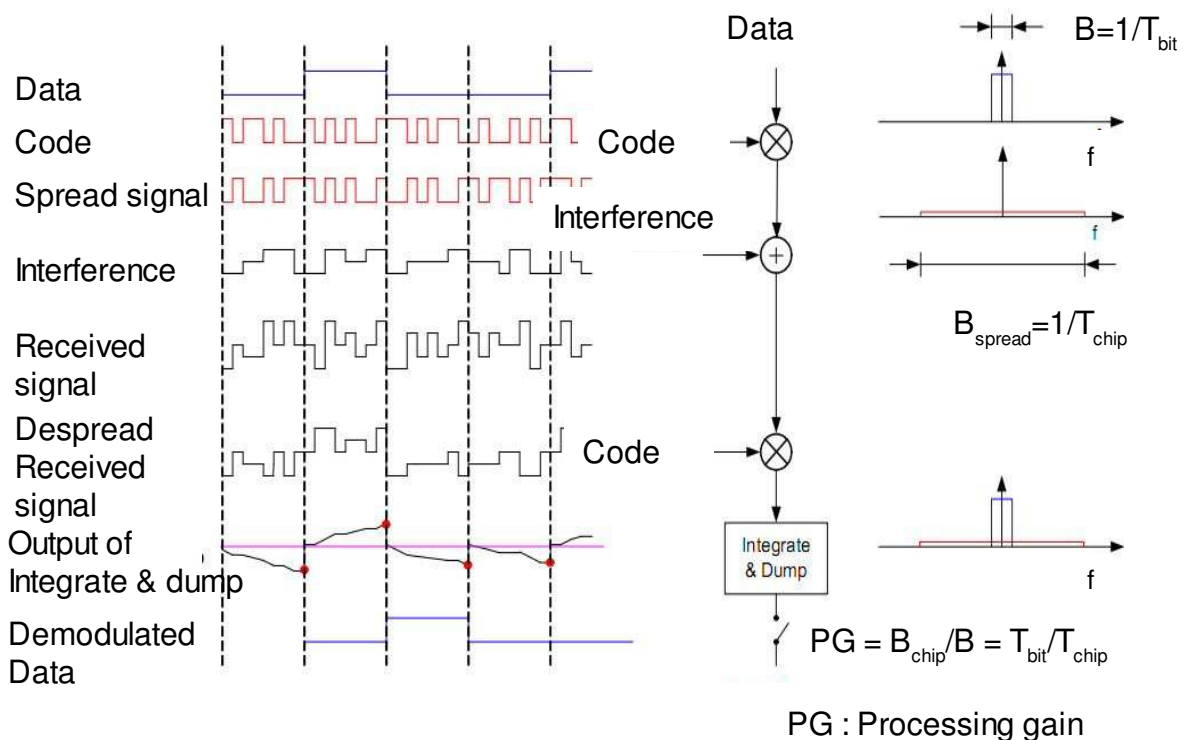


Abbildung 3.9: Prinzip der Signalübertragung mit DS-Signalen [NUSZKOWSKI, 2008]

Das Prinzip der Spreizung wird am Beispiel des DS-SS-Verfahrens veranschaulicht. Die Spreizoperation wird durch die Multiplikation der Datenfolge mit einem Spreizcode (meistens PN-Sequenz) beschrieben. Ein Element des Spreizcodes wird als Chip bezeichnet, seine Dauer beträgt T_{chip} . Da sich

die Bandbreiten B des Datensignals und B_{spread} des Spreizcodes reziprok zur Symboldauer T_{bit} bzw. Chipdauer T_{chip} verhalten, lässt sich für den Spreizfaktor schreiben [NUSZKOWSKI, 2008]:

$$SF = \frac{B_{spread}}{B} = \frac{T_{bit}}{T_{chip}} \quad (3.7)$$

Der Entspreizvorgang findet ausschließlich für das gewünschte Empfangssignal statt. Die mittlere Leistung der schmalbandigen Störsignale (Interferenzsignal in Abbildung 3.9) wird durch die Multiplikation mit der Code-Sequenz auf einer weiten Bandbreite B_{spread} verteilt (gespreizt). Da die Signalverarbeitungs-Bandbreite des Empfängers um den Spreizfaktor kleiner ist, kann ein sogenannter *Prozessgewinn* (processing gain, PG) gegenüber diesen Störern erzielt werden. Dieser Prozessgewinn gibt den Vorteil im SNR durch das Spreizverfahren an und ist mit dem Spreizfaktor SF identisch [NUSZKOWSKI, 2008].

Auch beim UWB wird ein zu übertragendes Bit oder Symbol über eine Anzahl N Impulse gespreizt, wodurch ein höherer Prozessgewinn erreicht wird. Das übertragene Bit wird beim Empfänger wiedergewonnen, indem die N Impulse vom empfangenen Signal (zu einem Informationsbit) aufintegriert und somit über den Rauschpegel angehoben werden.

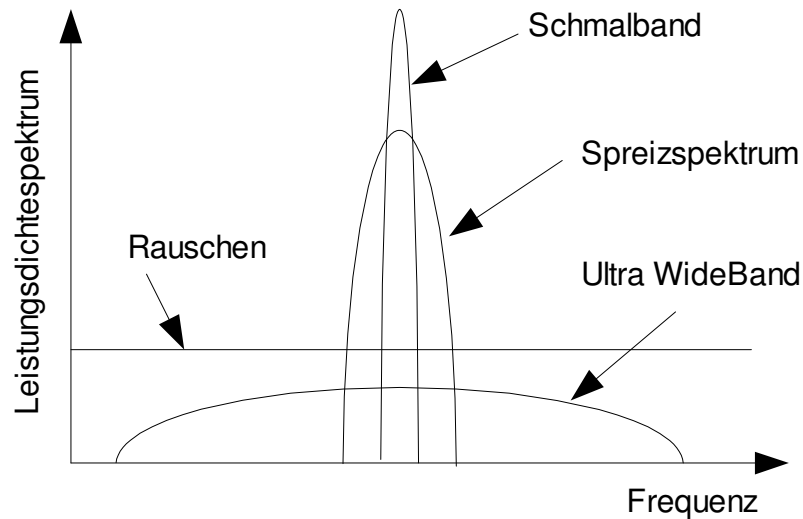


Abbildung 3.10: Prinzip der Bandspreizung [EISENACHER, 2006]

Der Prozessgewinn in dB aus diesem Verfahren ist :

$$G_{p1} = 10 \log_{10}(N) \quad (3.8)$$

Anders als bei DS-SS-Systemen sind die Chips (Pulse) beim UWB extrem kurz, somit belegt ein Puls nicht unbedingt die gesamte Chipdauer, sondern nur einen Bruchteil der Chipdauer. Der Einfluss von Interferenzen wird somit verringert. Dies führt zu einem zusätzlichen Prozessgewinn G_{p2} ,

$$G_{p2} = 10 \log_{10}\left(\frac{T_f}{T_p}\right) \quad (3.9)$$

wobei T_f die Dauer des Zeitsprungsrahmens und T_p die Pulsbreite sind.

Das Verhältnis $\frac{T_p}{T_f}$ heißt Tastverhältnis der Übertragung. Der gesamte Prozessgewinn G_P in dB ist die Summe der zwei Prozessgewinne G_{P1} und G_{P2} [OPPERMANN et al., 2004]

$$G_P = G_{P1} + G_{P2} \quad (3.10)$$

Aufgrund von diesem außergewöhnlichen Prozessgewinn (Abbildung 3.10) können Tausende von Teilnehmern den UWB-Kanal gleichzeitig nutzen.

3.10 Fazit

Die genannten Vorteile von UWB, insbesondere die Möglichkeit der Erzeugung ultrakurzer Impulse, die Unempfindlichkeit gegenüber den Mehrwege-Effekten, die Fähigkeit zur Durchdringung von diversen Materialien, der erhebliche Vorteil im SNR und der einfache Hardwareaufbau scheinen auch zum Einsatz als Instrumentarium zur Distanzmessung im Indoor-Bereich besonders geeignet zu sein.

Kapitel 4

Wellenausbreitung in Indoor-Umgebungen

Um die vorher beschriebenen Vorteile des UWB-Systems auch für die vorgesehene Anwendung in einem UWB-ILPS zu überprüfen, werden zunächst Simulationsrechnungen durchgeführt. Dazu wird untersucht, wie ein UWB Impuls eine Strecke durchläuft, ob dieser Impuls zur Zeitmessung noch detektierbar ist und wie die Mehrwege-Effekte die Genauigkeit des UWB-ILPS beeinflussen. Es wurde dafür ein Modell auf der Grundlage eines Ray-Tracing-Verfahrens entwickelt, um die Ausbreitung der EM-Wellen in Indoor-Umgebungen zu simulieren. Das Modell verwendet hierfür verschiedene grundlegende Ausbreitungsszenarien, wie direkte Ausbreitung, Reflexion und Beugung.

4.1 Direkte Ausbreitung

Eine direkte EM-Welle breitet sich entlang dem kürzesten Weg zwischen der Referenzstation und der mobilen Station aus und ist deshalb für die Positionierung in einer Indoor-Umgebung von enormer Bedeutung. Im freien Raum ist die Empfangsleistung der direkten Verbindung P_{direkt} :

$$P_{\text{direkt}}(f) = P_T \frac{G_R G_T c^2}{(4\pi)^2 d^2 f^2} \quad (4.1)$$

wobei

P_T : Sendeleistung,

f : Frequenz,

d : Abstand zwischen Sender und Empfänger,

G_T : Gewinn der Sendeantenne,

G_R : Gewinn der Empfangsantenne und

c : Lichtgeschwindigkeit ist.

Integriert man die obige Gleichung über die verwendete Signalbandbreite, so erhält man, unter der Annahme dass die Antennengewinne konstant auf den ganzen Signalbandbreite $[f_L, f_H]$ sind, folgende Gesamtempfangsleistung des direkten Pfades eines UWB-Signals [SHENG et al., 2003].

$$P_{\text{direkt}} = \frac{A_{\text{max}} G_R G_T c^2}{(4\pi)^2 d^2} \int_{f_L}^{f_H} \frac{|P_n(f)|}{f^2} df \quad (4.2)$$

$A_{\text{max}} = -41 \text{ dBm/MHz}$ ist das maximal erlaubte Leistungsdichtespektrum (LDS)

$|P_n(f)|$ ist das normierte Leistungsdichtespektrum.

4.2 Reflexionen

4.2.1 Reflexionskoeffizient ebener Grenzflächen

Im Vergleich zu perfekten metallischen Ebenen sind reale Ebenen verlustbehaftet und reflektieren EM-Wellen nicht perfekt. Jede EM-Welle kann man als Zusammensetzung von zwei Teilwellen darstellen: einer horizontalpolarisierten (parallel zur Reflexionsebene) und einer vertikalpolarisierten (senkrecht zur Reflexionsebene) Welle (Abbildung 4.1).

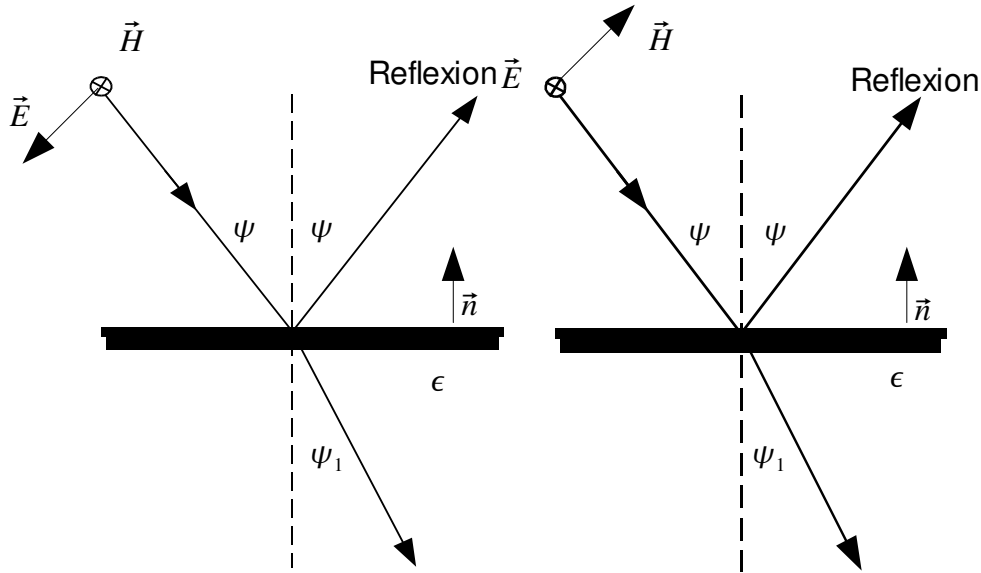


Abbildung 4.1: Einfall einer vertikal (links) und einer horizontal polarisierten Welle (rechts) auf eine dielektrische Ebene

Die Reflexionskoeffizienten der Teilwellen werden mit der Fresnelformel bestimmt [MÖNICH, 2003].

$$\rho_V = \frac{\epsilon \cos(\psi) - \sqrt{\epsilon - \sin^2(\psi)}}{\epsilon \cos(\psi) + \sqrt{\epsilon - \sin^2(\psi)}} \quad (4.3)$$

$$\rho_H = \frac{\cos(\psi) - \sqrt{\epsilon - \sin^2(\psi)}}{\cos(\psi) + \sqrt{\epsilon - \sin^2(\psi)}}$$

Mit dem Einfallswinkel ψ und

$$\epsilon = \epsilon_r \epsilon_0 - j \frac{\sigma}{\omega} \quad (4.4)$$

wobei ϵ_r die relative Permittivität des Materials, σ die Leitfähigkeit der Reflexionsebene, $\omega = 2\pi f$ die Kreisfrequenz und $\epsilon_0 = 8,854 \times 10^{-12} \left[\frac{F}{m} \right]$ die elektrische Permittivität des Vakuums ist [SEYBOLD, 2005]. Anstatt ϵ wird auch (z.B. in der Optik) die Brechzahl $n = \sqrt{\epsilon}$ verwendet.

Bei $\psi = 90^\circ$ nehmen beide Reflexionsfaktoren den Wert -1 an und werden somit von Materialeigenschaften unabhängig. Bei vertikaler Polarisation kann der Zähler in der Gleichung (4.3) den Wert 0 annehmen, so dass der Reflexionsfaktor verschwindet. Der vertikale Anteil der Welle dringt vollständig durch die Oberfläche. Der entsprechende Einfallswinkel ψ_B heißt Brewster Winkel [MÖNICH, 2003].

$$\cos(\psi_B) = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_r + 1}} \quad (4.5)$$

Die folgende Abbildung zeigt die Reflexionskoeffizienten ρ_v und ρ_H für eine 40 Jahre alte Betonwand, deren Brechzahl bei 5 GHz $n = 2,145 - j \cdot 0,05593$ beträgt [ISTBROADWAY, 2001].

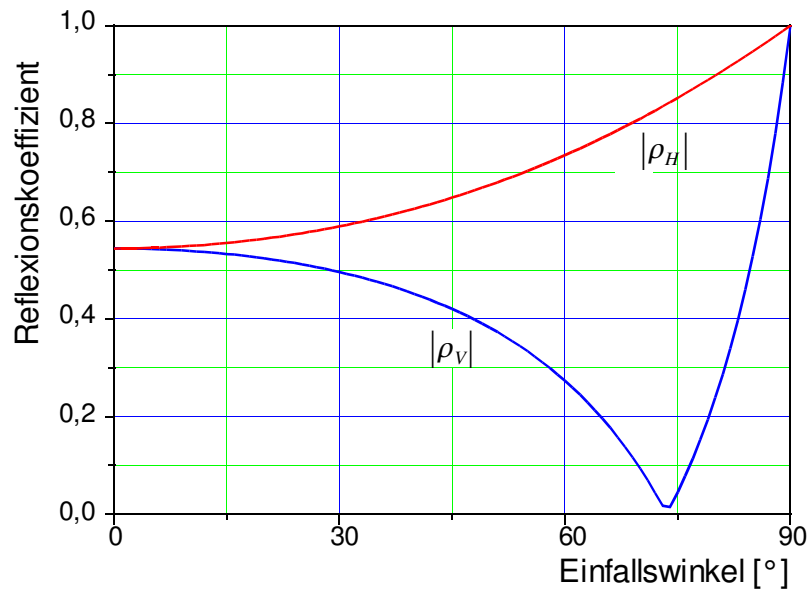


Abbildung 4.2: Reflexionskoeffizient einer Betonwand

Berechnung des reflektierten Feldes

Unter Verwendung des auf der Reflexionsebene normalen Einheitsvektors \vec{n} ist der Einfallswinkel durch folgende Gleichung gegeben:

$$\theta = \arccos\left(\frac{\vec{u}_i \cdot \vec{n}}{\|\vec{u}_i\|}\right) \quad (4.6)$$

\vec{u}_i ist Richtungsvektor der Einfallswelle.

Die Richtung der horizontalen Polarisation der Einfallswelle ist :

$$\vec{h} = \frac{\vec{u}_i \times \vec{n}}{\|\vec{u}_i\|} \quad (4.7)$$

Die Richtung der vertikalen Polarisation der Einfallswelle ist :

$$\vec{v}_i = \frac{\vec{h} \times \vec{n}}{|\vec{u}_i|} \quad (4.8)$$

Die Feldkomponenten der Einfallswelle sind dann:

$$E_h = \vec{h} \cdot \vec{E} \quad \text{und} \quad E_v = \vec{v}_i \cdot \vec{E} \quad (4.9)$$

\vec{E}_h : Die horizontale Komponente des elektrischen Feldes \vec{E}

\vec{E}_v : Die vertikale Komponente des elektrischen Feldes \vec{E}

Das reflektierte elektrische Feld \vec{E}_{ref} berechnet sich dann durch:

$$\vec{E}_{ref} = E_h \rho_H \vec{h} + E_v \rho_V \vec{v}_r \quad (4.10)$$

wobei der Einheitsvektor \vec{v}_r die Richtung der vertikalen Polarisation des reflektierten Feldes \vec{E}_{ref} ist.

$$\vec{v}_r = (\vec{n} \cdot \vec{v}_i) \vec{n} - ((\vec{n} \times \vec{h}) \cdot \vec{v}_i) (\vec{n} \times \vec{h}) \quad (4.11)$$

ρ_H und ρ_V : Reflexionskoeffizienten in horizontaler bzw. vertikaler Richtung aus Glg. (4.3). [LAURENSEN, 1994]

4.2.2 Diffuse Reflexion

In der Praxis liegt keine ideal glatte Oberfläche zwischen dem Medium und der Luft vor. Wenn die Wellenlänge λ das sogenannte Rayleigh-Kriterium:

$$\lambda \geq 16 h \cos(\theta) \quad (4.12)$$

erfüllt, dann kann von einer Oberfläche ein Reflexionsverhalten entsprechend der Fresnelformel erwartet werden (h : Oberflächenrauigkeit und θ : Einfallswinkel). Beim Nichteinhalten des Rayleigh-Kriteriums setzt man einen Korrekturfaktor ρ_s in die Fresnelformeln (4.3) ein [LAURENSEN, 1994].

Mit

$$\rho_s = \exp \left[-8 \left(\frac{\pi \sigma_h \cos(\theta_i)}{\lambda} \right)^2 \right] I_0 \left[8 \left(\frac{\pi \sigma_h \cos(\theta_i)}{\lambda} \right)^2 \right] \quad (4.13)$$

der Standardabweichung σ_h der Oberflächenrauigkeit und der modifizierten Besselfunktion I_0 der Ordnung Null ergeben sich die neuen Reflektionsfaktoren:

$$\begin{aligned} \rho_{Hdiff} &= \rho_s \rho_H \\ \rho_{Vdiff} &= \rho_s \rho_V \end{aligned} \quad (4.14)$$

4.2.3 Empfangsleistung aus den Reflexionen

Die Empfangsleistung aus den Reflexionen ist dann:

$$P_{Reflexionen} = P_T \left(\frac{\lambda}{4\pi} \right)^2 \left| \sum_{i=1}^{N-1} \frac{\sqrt{G_{R_i} G_{T_i}}}{d_i} R_i^{n_i} \exp(j \Delta \Phi_i) \right|^2 \quad (4.15)$$

P_T : Sendeleistung. $\Delta \Phi_i = 2\pi \frac{\Delta l_i}{\lambda}$ steht für die Phasendifferenz zwischen der primären und der iten reflektierten Welle. R_i ist der Reflexionskoeffizient an der Reflexionsebene. Er ist vom Einfallswinkel und Polarisation der Einfallswelle und Wellenlänge abhängig. n_i : Anzahl der Reflexionen, die eine gesendete Welle durchlebt. d_i : von der Welle zurückgelegter Weg. G_{T_i} : Gewinn der in Richtung Wand gesendeten Welle. G_{R_i} : Gewinn der reflektierten Welle an der Empfangsantenne.

4.3 Transmission durch Wände

Die Transmission der EM-Welle durch ein zweites Medium kann auch für beide Polarisationsrichtungen definiert werden.

Für die horizontale Polarisation gilt:

$$\frac{E_t}{E_i} = \frac{2 \cos(\psi)}{\cos(\psi) + \sqrt{\epsilon - \sin^2(\psi)}} \quad (4.16)$$

Ebenso gilt für die vertikale Polarisation:

$$\frac{E_t}{E_i} = \frac{2 \epsilon \cos(\psi)}{\epsilon \cos(\psi) + \sqrt{\epsilon - \sin^2(\psi)}} \quad (4.17)$$

Wobei E_i und E_t die elektrischen Felder der einfallenden bzw. transmittierten Welle sind (s. Abbildung 4.3) [LAURENSEN, 1994].

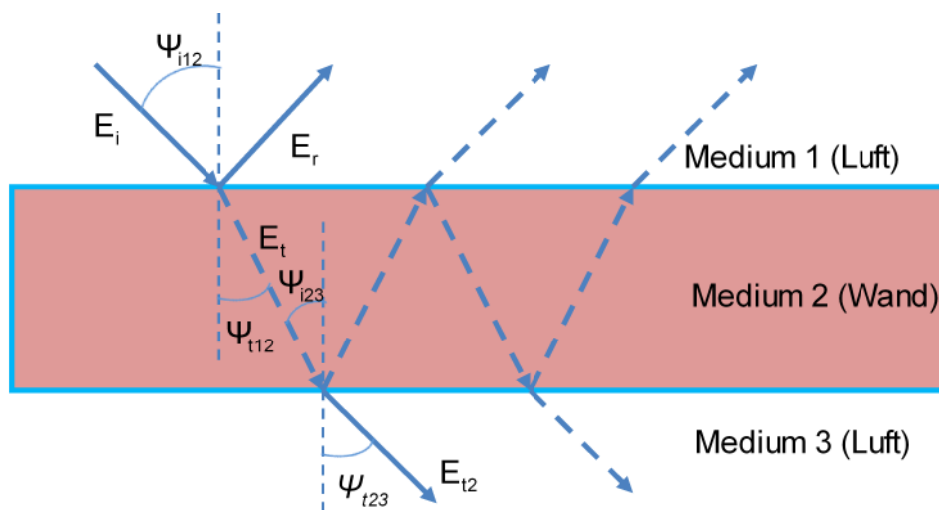


Abbildung 4.3: Transmission durch eine Wand [LAURENSEN, 1994]

Wenn das zweite Medium durch eine weitere unendliche Fläche, die parallel zur ersten unendlichen Fläche verläuft, begrenzt ist und das dritte Medium gleiche elektromagnetische Eigenschaften wie das erste Medium aufweist, dann lässt sich die ungefähre Wirkung einer Wand in einer bestimmten Umgebung nachbilden.

Die Ablenkung des Strahls beim Durchgang des dritten Mediums ist aus der Optik als das sogenannte Snelliusche Brechungsgesetz bekannt:

$$\frac{\sin \psi_{i23}}{\sin \psi_{t23}} = \frac{n_{Luft}}{n_{Medium}} = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (4.18)$$

Wird nun $\sin \psi_{i23} > \frac{1}{\sqrt{\epsilon_r}}$, dann gibt es in Glg.(4.18) keine reelle Lösung für ein reelles ψ_{t23} und die

Welle dringt nicht mehr in das Medium 3. Es liegt also Totalreflexion vor. Der Grenzwinkel für die Totalreflexion ist

$$\sin \psi_{i23g} = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (4.19)$$

Solange $\psi_{i23} > \psi_{i23g}$ ist, findet Totalreflexion statt. Das Phänomen der Totalreflexion wird für die verlustlose Übertragung in Glasfasern und Hohlleitern verwendet.

Liegt keine Totalreflexion vor, so kann man unter Vernachlässigung der internen Reflexionen das elektrische Feld der EM-Welle nach der Transmission durch die Wand berechnen [LAURENSEN, 1994].

Für die horizontale Polarisation gilt:

$$\frac{E_{t2}}{E_i} = \frac{4 \cos(\psi) \sqrt{\epsilon - \sin^2(\psi)}}{(\cos(\psi) + \sqrt{\epsilon - \sin^2(\psi)})^2} \quad (4.20)$$

Für die vertikale Polarisation gilt:

$$\frac{E_{t2}}{E_i} = \frac{4 \epsilon \cos(\psi) \sqrt{\epsilon - \sin^2(\psi)}}{(\epsilon \cos(\psi) + \sqrt{\epsilon - \sin^2(\psi)})^2} \quad (4.21)$$

Die Dämpfung durch das Medium wird durch einen multiplikativen Faktor $e^{-\alpha(\omega)z}$ berücksichtigt, mit:

$$\alpha(\omega) = \frac{\omega}{c} \left\{ \frac{\epsilon_r \epsilon_0}{2} [\sqrt{1 + \tan^2 \delta} - 1] \right\}^{1/2} \quad (4.22)$$

wobei $\tan \delta = \frac{\sigma}{\omega \epsilon_r \epsilon_0}$ der Verlustfaktor und z der von der Welle zurückgelegte Weg ist.

4.4 Beugung und LOS-Pfad

Nach der Strahlentheorie genügt es, wenn die direkte optische Sichtverbindung zwischen Sender und Empfänger besteht. In Wirklichkeit braucht eine EM-Welle viel mehr Raum, damit sie sich ungehindert ausbreiten kann, ohne weitere Verluste einzubüßen. Dieser freie Raum (s. Abbildung 4.4) heißt Fresnel Ellipsoid [MÖNICH, 2003]. Tritt aber ein Hindernis in das Fresnel-Ellipsoid, dann ist die LOS-Kondition (Line of Sight, LOS (Sichtverbindung)) nicht mehr erfüllt.

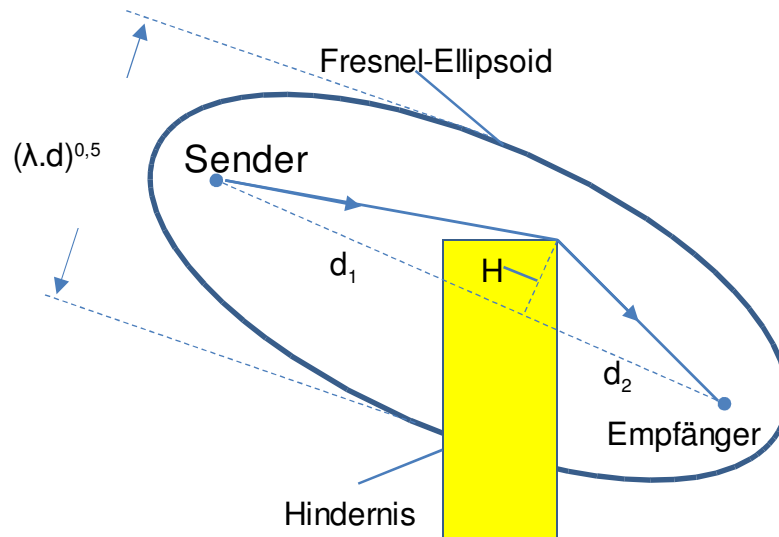


Abbildung 4.4: Hindernis im Fresnel-Ellipsoid [MÖNICH, 2003]

Es spielt dabei keine Rolle, ob eine direkte optische Sicht besteht oder nicht (Abbildung 4.4). Die EM-Welle wird an dem Hindernis abgelenkt. Es entstehen nach dem Huygenschen Prinzip neue Elementarwellen am Hindernis.

Unter Einführung des Streuparameters ν

$$\nu^2 = H^2 \cdot \frac{2}{\lambda \left(\frac{1}{d_1} + \frac{1}{d_2} \right)} \quad (4.23)$$

(s. Abbildung 4.4) ergibt sich z.B. im Umfeld stärkerer Abschattungen folgende Näherung für die durch die Beugung erzeugte Dämpfung D_B [MÖNICH, 2003]:

$$D_B = \left(\frac{1}{\sqrt{2} \pi \nu} \right)^2 \quad (4.24)$$

Je nach Größe des Streuparameters ν könnte es sogar zur Leistungsgewinnung kommen, man bezeichnet dieses Phänomen als Hindernis-Gewinn (Obstacle Gain).

4.5 Einfluss der Atmosphäre

Die Luft weist aufgrund der Polarisierbarkeit ihrer Moleküle, aber auch wegen der enthaltenen Wassermoleküle nur bei sehr großen Distanzen und hohen Frequenzen eine bedeutende Dämpfung auf (Abbildung 4.5).

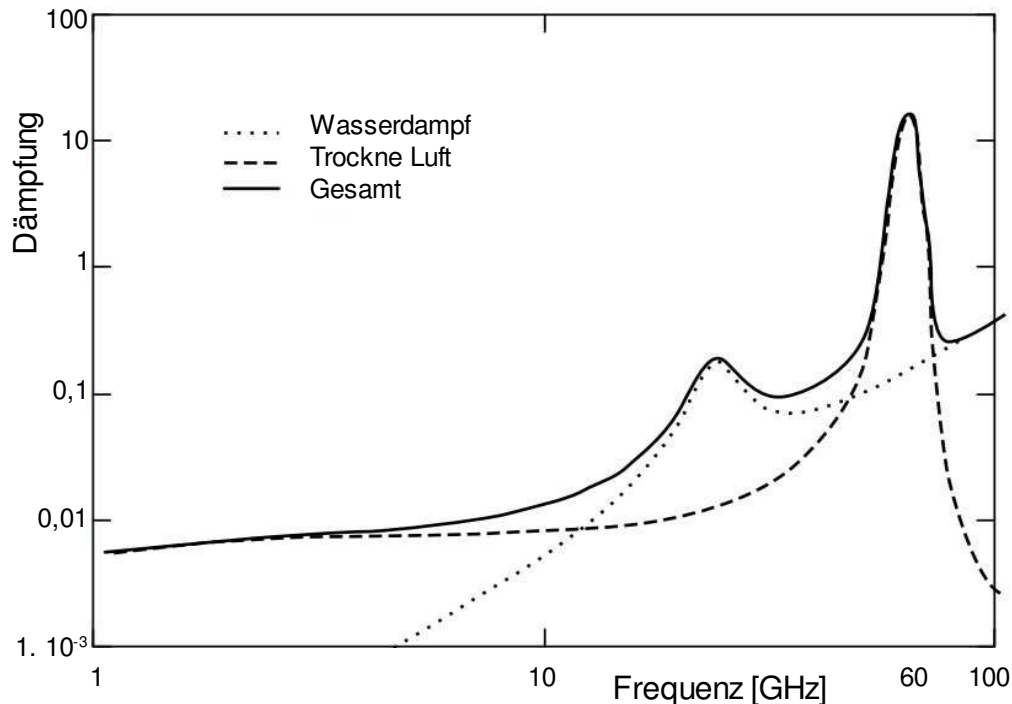


Abbildung 4.5: Atmosphärische Dämpfung der EM-Wellen [SEYBOLD, 2005]

Besonders bemerkenswert ist die bei 60 GHz auftretende Resonanz des O_2 -Moleküls. Die Nutzung dieser Frequenz ist daher für weite Strecken nicht geeignet und kann nur für eingeschränkte Reichweite benutzt werden [MÖNICH, 2003]. Bei Frequenzen unterhalb 10 GHz ist die Dämpfung sehr klein und somit hat die Atmosphäre keinen signifikanten Einfluss auf die Ausbreitung von UWB-Wellen im Indoor-Bereich.

4.6 Large-Scale Fading und Small-Scale Fading

Der Pfadverlust einer EM-Welle im freien Raum ist umgekehrt proportional zu d^2 , wobei d der Abstand zwischen dem Sender und dem Empfänger ist (vgl. Kap. 4.1). Zusätzlich zu den Freiraumverlusten sind drahtlose Kommunikationssysteme durch Mehrwegeausbreitungen sehr stark beeinflusst; besonders wenn sich der Empfänger bewegt, überlagern sich oder löschen sich die Mehrwegesignale aus. Dieses Verhalten wird als Fading bezeichnet. Man unterscheidet dabei zwei Arten von Fading: Large-Scale Fading und Small-Scale Fading.

Der Large-Scale Fading entsteht durch Änderung der Amplituden der Mehrwegesignale, durch das Erscheinen und Verschwinden von Hindernissen (im grossen Maßstab). Small-Scale Fading entsteht durch Änderung der Phasendifferenzen der Mehrwegesignale; die Amplituden der Mehrwegesignale hingegen ändern sich über mehreren Wellenlängen kaum.

4.6.1 Large-Scale Fading

Large-Scale Fading (langsamer Schwund) beschreibt den Verlust der mittleren Empfangsleistung bei steigendem Abstand.

Der mittlere Pfadverlust ist proportional zu $(\frac{d}{d_0})^\alpha$, wobei α Pfadverlustfaktor (zw. 1 und 4) ist. Bei Ausbreitung in einem freien Raum ohne Hindernisse ist $\alpha=2$ (vgl. Kap. 4.1)

d_0 : Referenzabstand (im Fernfeld z.B. gleich 1 m).

d : Abstand zwischen Sender und Empfänger.

Logarithmisch ergibt sich für den Pfadverlust $P_{L_{dB}}$ folgende Näherungsgleichung [SKLAR, 1997]:

$$P_{L_{dB}}(d) = P_{L_{dB}}(d_0) + 10\alpha \log_{10}\left(\frac{d}{d_0}\right) \quad (4.25)$$

So ist beispielsweise der Pfadverlust im Referenzabstand $d_0=1\text{ m}$ bei einer Signalwellenlänge

$$\lambda=6\text{ cm} : \quad P_{L_{dB}}(d_0) = -10 \log_{10}\left(\frac{\lambda}{4\pi \cdot 1\text{ m}}\right)^2 = -23\text{ dB}$$

Laut Gleichung (4.25) wäre die Empfangsleistung bei konstanter Entfernung zwischen Sender und Empfänger konstant, unabhängig davon, wo sich der Empfänger befindet. Messungen haben gezeigt, dass der Pfadverlust eine Zufallsgröße ist, gegeben durch folgende Gleichung [SKLAR, 1997]:

$$P_{L_{dB}}(d) = P_{L_{dB}}(d_0) + 10\alpha \log_{10}\left(\frac{d}{d_0}\right) + X_\sigma \quad (4.26)$$

X_σ ist eine mittelwertfreie gaussverteilte Zufallsvariable (in dB) mit Standardabweichung σ

4.6.2 Small-Scale Fading

Drastische Änderungen in der Signalamplitude und Phase über sehr kurze Distanzen (Größenordnung von Wellenlänge) werden als Small-Scale Fading (schneller Schwund) bezeichnet. Bei vorhandener LOS hat die Amplitudenverteilung eine Rice-Verteilung $f(r)$ gegeben durch folgende Gleichungen [RAPPAPORT, 2001]:

$$f(r) = \begin{cases} \frac{r}{\sigma_m^2} \exp\left(-\frac{r^2 + A^2}{2\sigma_m^2}\right) I_0\left(\frac{Ar}{\sigma_m^2}\right) & , \quad r \geq 0 \\ 0 & , \quad r \leq 0 \end{cases} \quad (4.27)$$

A : Maximale Leistung der LOS

σ_m^2 : Leistung der Mehrwege-Signale

I_0 : modifizierte Besselfunktion.

Die Zahl K :

$$K = \frac{A^2}{2\sigma^2} \quad (4.28)$$

heißt der Rice-Faktor. Sie beschreibt das Verhältnis zwischen der LOS-Signalleistung und der Leistung der Mehrwege-Signale [RAPPAPORT, 2001].

4.7 Kanalimpulsantwort

Wegen der Mehrwege-Ausbreitung besteht die Kanalimpulsantwort aus verschiedenen Teilimpulsen mit verschiedenen Laufzeiten (Laufzeitdispersion). Jeder Impuls hat seine eigene Amplitude $|a_i|$, Ausbreitungsverzögerung τ_i und Phase θ_i . Der Kanal kann als ein linearer Filter mit einer Impulsantwort $h(\tau)$ (diskreter Fall, zeitinvarianter Kanal) modelliert werden [RAPPAPORT, 2001]:

$$h(\tau) = \sum_{i=0}^{N-1} a_i \delta(\tau - \tau_i) \quad (4.29)$$

Mit $a_i = |a_i| e^{j\theta_i}$ ergibt sich im Frequenzbereich die Übertragungsfunktion $H(jf)$

$$H(jf) = \sum_{i=0}^{N-1} \beta_i \exp(j(2\pi f \tau_i + \theta_i)) \quad (4.30)$$

β_i : Amplitudengewinn

Der Rice-Faktor kann auch mit folgender Gleichung berechnet werden:

$$K = \frac{a_0^2}{\sum_{i=1}^{N-1} |a_i|^2} \quad (4.31)$$

4.7.1 Delay spread

Eine andere wichtige Funktion für die Beschreibung des Mehrwegekanals im Zeitbereich ist das Power Delay Profile (PDP). Es ist die Leistungsantwort des Kanals und lässt sich aus der Impulsantwort mit folgender Gleichung berechnen:

$$p(\tau) = |h(\tau)|^2 = \sum_{i=0}^{N-1} a_i^2 \delta(\tau - \tau_i) \quad (4.32)$$

Der erste Moment von der PDP ist die mittlere Verzögerung:

$$\bar{\tau} = \frac{\sum_{i=0}^{N-1} a_i \tau_i}{\sum_{i=0}^{N-1} a_i} \quad (4.33)$$

Ein Maß für die Laufzeitdispersion ist das Rms- Delay Spread (RDS) (Rms, Root mean square). Es ist die Wurzel des zweiten zentralen Moments von der PDP [RAPPAPORT, 2001].

$$\sigma_\tau = \sqrt{\tau^2 - \bar{\tau}^2} \quad (4.34)$$

mit:

$$\tau^2 = \frac{\sum_{i=0}^{N-1} a_i \tau_i^2}{\sum_{i=0}^{N-1} a_i} \quad (4.35)$$

4.7.2 Kohärenzbandbreite

Die Kohärenzbandbreite ist der Frequenzbereich, in dem der Kanal die Spektralkomponenten mit gleichem Gewinn und linearer Phase durchlässt. Die Kohärenzbandbreite hängt mit dem RDS zusammen. Zum Beispiel ist die Bandbreite, die eine Korrelation von mindestens 0,9 aufweist durch [RAPPAPORT, 2001]:

$$B_c \approx \frac{1}{50 \sigma_\tau} \quad (4.36)$$

gegeben. Wenn die Kohärenzbandbreite größer als die Signalbandbreite ist, bezeichnet man den Kanal als flach (bzw. transparent), sonst ist er frequenzselektiv.

4.8 Das Ray-Tracing-Verfahren

Für die Modellierung des Kanals wird eine deterministische Methode aus der geometrischen Optik (Ray-Tracing) verwendet. Bei dem Ray-Tracing-Verfahren wird die Wellenausbreitung näherungsweise durch ein Strahlenbündel beschrieben. Die ausgesendeten Einzelstrahlen werden auf ihrem Weg durch die Umgebung verfolgt und ihr Pfadverlust aufgrund von Wellenausbreitungseffekten wie Freiraumdämpfung, Reflexionen, Beugung usw. berechnet. Durch das Ray-Tracing-Verfahren kann eine Optimierung der Lage der Referenzstationen eines ILPS erreicht werden. Für die Planung, Systemanalyse oder Simulation neuer Positionierungsalgorithmen ist das Ray-Tracing ein hilfreiches Werkzeug.

4.8.1 Wellenausbreitung im Ray-Tracing Modell

Damit man das gesendete Signal bis zum Empfänger verfolgen kann, müssen die Reflexionspunkte an jedem Hindernis bestimmt werden. Eine Methode, die hierbei verwendet wird, ist die so genannte Spiegelungsmethode. Bei dieser Methode kann man die an einer Wand reflektierte Welle als eine von dem Spiegelbild des Senders entstandene Welle interpretieren (Abbildung 4.6). Diese Welle wird entsprechend den Reflexionsverlusten gedämpft.

Die Ausbreitungspfade, die aus mehreren Reflexionen stammen, werden berechnet, indem man die Spiegelbilder zweiter Ordnung findet d.h. Spiegelbilder der Spiegelbilder (Abbildung 4.7).

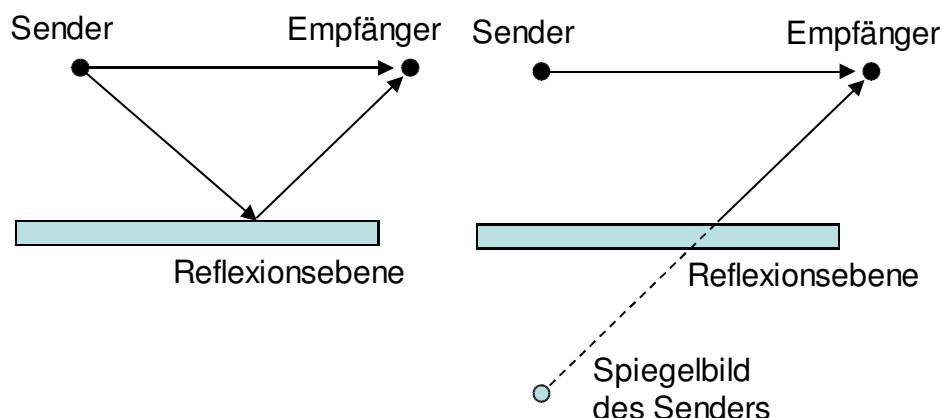


Abbildung 4.6: Darstellung der Reflexion (links) unter Benutzung eines Spiegelbildes (rechts)

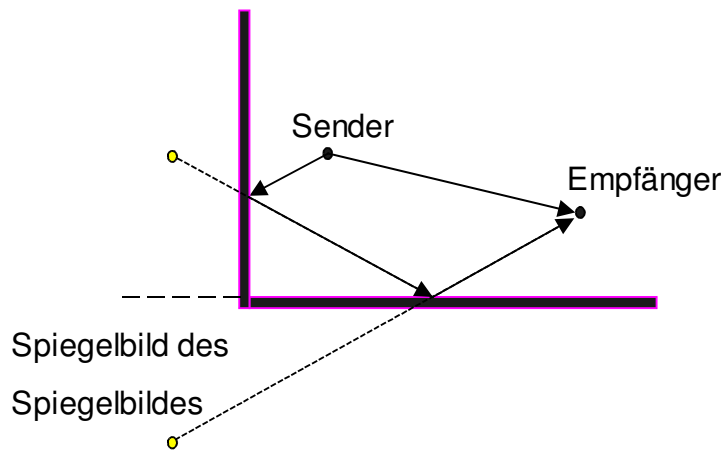


Abbildung 4.7: Wellenausbreitung nach zwei Reflexionen

Basierend auf diesen Wellenausbreitungsszenarien wurde ein Ray-Tracing Programm entwickelt, das als Grundlage dienen wird, die Eignung des UWB-Verfahrens für die Indoor-Positionierung zu untersuchen.

4.8.2 Organisation der Spiegelbilder

Um die Vielzahl der Spiegelbilder programmiertechnisch zu bewältigen, wurden sie in einer Baumstruktur angeordnet (Abbildung 4.8). Die in Abbildung 4.8 gezeigte Baumstruktur wird benötigt, um eine schnellere Berechnung der Schnittpunkte der Strahlen mit den Hindernissen zu ermöglichen und so die Ausbreitungsrichtungen der Wellen zu bestimmen. Diese Spiegelbilder werden als Knoten bezeichnet. Wenn eine Kante zwei Knoten verbindet, dann liegen diese Knoten spiegelbildlich zueinander. Die Kante stellt somit die Spiegelfläche dar. Mit W Wänden, gibt es W Spiegelbilder auf der ersten Ebene. Auf der zweiten Ebene werden $(W-1)W$ Spiegelbilder gebildet und auf der dritten Ebene werden dann $(W-1)^2W$ Spiegelbilder gebildet. Es ist zu bemerken, dass die Bilderanzahl rasch wächst. Im Allgemeinen beträgt die Anzahl der Spiegelbilder $(W-1)^{k-1}W$ in der k -ten Ebene des Baums. Einige Bilder können sofort verworfen werden, wenn der Schnittpunkt nicht auf der Wand liegt. Das besprochene Konzept, das die ungültigen Spiegelbilder aus dem Baum verwirft, ist nicht ausreichend, um alle irrelevanten Reflexionspunkte zu eliminieren. Wenn ein Strahl mehrere Reflexionen auf dem Weg zum Empfänger erleidet, wird die empfangene Leistung so schwach, dass sie vernachlässigt werden kann. Zum einen, weil sie keine Wirkung auf die gesamte Leistung hat und zum anderen, weil sie nur zu einem unerwünschten Rechenaufwand führt. Deswegen wird eine minimale Feldstärke als Bedingung für die Verfolgung des zu überprüfenden Signals festgelegt. [EL FADILI, 2008]

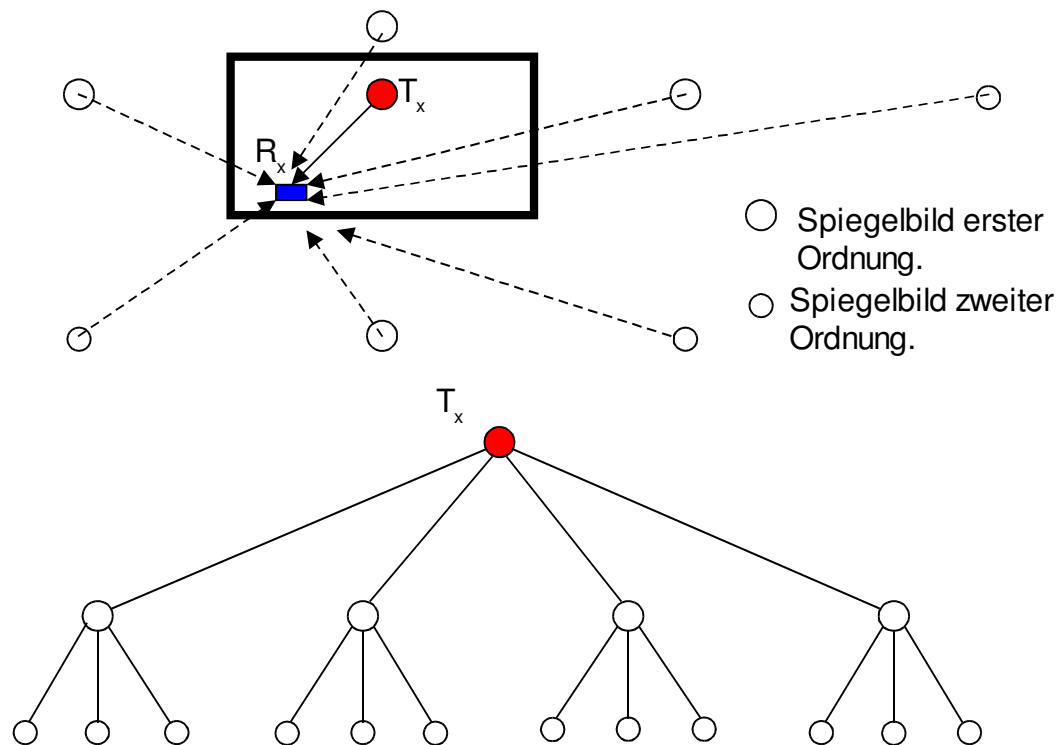


Abbildung 4.8: Organisation der Spiegelbilder in einer Baumstruktur [EL FADILI, 2008]

4.8.3 Leistungsbilanz und Signal-Rausch-Verhältnis

Rauschen

Elektrische Signale sind stets von regellosen Schwankungen überlagert. Diese regellosen Schwankungen werden in Anlehnung an die Akustik auch als „Rauschen“ bezeichnet. In elektronischen Systemen sind Rauschsignale immer vorhanden und stellen eine grundsätzliche Begrenzung der sogenannten Empfindlichkeit dar, also die minimale Feldstärke, die bei vorgegebener Bandbreite gerade noch nachweisbar ist [MÖNICH, 2003]. Die wichtigste Rauschursache im Empfänger (ohne Antenne) ist das thermische Rauschen. Es entsteht in dem Empfänger selbst durch die zufällige Wärmebewegung von freien Elektronen in einem leitenden Medium wie z.B. in einem Widerstand. Die Empfangsantenne verursacht auch ein Eigenrauschen, da sie außer den gewünschten Empfangssignalen stets auch Störfelder empfängt. Diese Störfelder sind: Wärmestrahlung, kosmisches Rauschen, atmosphärisches Rauschen (Gewitter), Strahlungen aus elektrischen Geräten usw. [MÖNICH, 2003].

Signal-Rausch-Verhältnis

Um eine korrekte Berechnung der Ankunftszeit des Impulses des direkten Pfades nach Durchdringen von Wänden und Hindernissen durchführen zu können, muss die Leistung des empfangenen Impulses wesentlich stärker sein als die Rauschleistung. Ein Maß für die sichere Detektierbarkeit des direkten Pfades ist das SNR (Signal to Noise Ratio). So wird zum Beispiel unter Annahme eines AWGN-Szenarios bei einem SNR von rund 0 dB das Signal des direkten Pfades mit einer Wahrscheinlichkeit von 0,25 nicht detektiert.

Da UWB-Signale sehr große Bandbreite aufweisen, werden hochgenaue Schätzungen der Entfernung möglich. Beispielsweise kann laut Glg. (2.3) mit einem UWB Impuls der Bandbreite β von 1,5 GHz und einem SNR von 3 dB eine Standardabweichung der Distanz von 1,12 cm erreicht werden.

Berechnung des SNR

Im Laufenden werden externe Rauschfelder nicht berücksichtigt. Es wird nur das im Empfänger erzeugte thermische Rauschen in Betracht genommen und als AWGN-Rauschen angenommen. Die Leistungsdichte (LDS) $\frac{N_0}{2}$ des thermischen Rauschens ist gegeben durch [DI BENEDETTO u. GIANCOLA, 2004]:

$$\frac{N_0}{2} = \frac{1}{2} k (T_A + (F - 1) T_0) \quad (4.37)$$

$k = 1,38 \times 10^{-8}$ ist die Boltzmann Konstante, T_0 ist die Raumtemperatur in K und F ist die Rauschzahl (Zusätzliche Verminderung des SNR im Empfänger). Die Rauschleistung P_N am Empfänger bei der Rauschenbandbreite B ist dann $P_N = N_0 B$.

Das SNR ergibt sich mit der Empfangsleistung P_R zu:

$$SNR = \frac{P_R}{P_N} \quad (4.38)$$

Leistungsbilanz

Bei der Empfangsantenne überlagern sich die direkte Welle (direkter Pfad) (Glg. 4.1) und die an den Wänden reflektierten Wellen (Multipath) (Glg. 4.15) mit unterschiedlichen Phasenlagen. Für Schmalbandsysteme ist die Gesamtempfangsleistung P_R wellenlängenabhängig und ist durch [RUSTAKO et al., 1991]:

$$P_R = P_T \left(\frac{\lambda}{4\pi} \right)^2 \left| \frac{\sqrt{G_R G_T}}{d} + \sum_{i=1}^{N-1} \frac{\sqrt{G_{R_i} G_{T_i}}}{d_i} R_i^{n_i} \exp(j \Delta \Phi_i) \right|^2 \quad (4.39)$$

gegeben. Zur Berechnung von G_{T_i} und G_{R_i} muss man den Austrittswinkel an der Senderantenne und den Einfallswinkel an der Empfangsantenne ermitteln. Beim UWB sind die Pulse des direkten Pfades zeitlich von den Pulsen aus der Mehrwegeausbreitung unterscheidbar. Es kommt daher zu keiner Überlagerung der Signale (Abbildung 4.9).

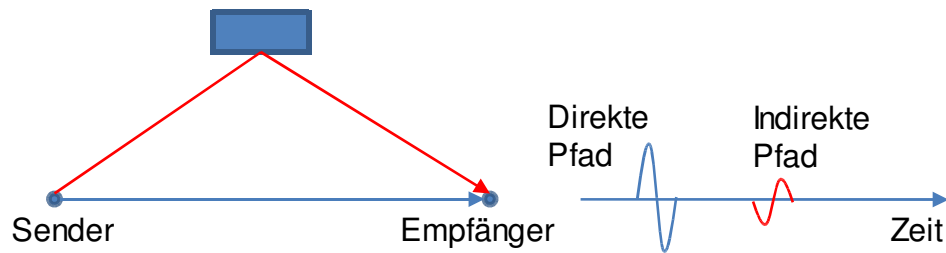


Abbildung 4.9: Unterscheidung der Impulse aus dem direkten und dem indirekten Pfad

4.9 Ray-Tracing Simulator

Mit Hilfe eines am Geodätischen Instituts der TU Darmstadt entwickelten Ray-Tracing Simulators [EL FADILI, 2008] wurde die Ausbreitung von EM-Wellen in einer Indoorumgebung simuliert. In dem Simulator wurden einige Vereinfachungen vorgenommen. Die Wände, Türen usw. werden als homogen angenommen und mit entsprechenden Materialparametern beschrieben. Alle Wände werden als ebene Flächen modelliert.

Die folgende Tabelle zeigt die relevanten Baumaterialien und ihre Eigenschaften.

Material	Beton	Bimsstein	Gips	Holz	Glas	Metall
ϵ_r	4,48	4	2,22	2,08	6,4	1
σ [mS/m]	60,1	10	100	1,18	1.E-9	1.E7
μ_r	1	1	1	1	1	1

Tabelle 4.1: Materialeigenschaften [EL FADILI, 2008]

Für die Simulation wurde ein CAD-Modell der zweiten Etage vom Geodätischen Institut der TU Darmstadt erstellt. Die folgende Abbildung zeigt die durch die Simulation überprüfte Umgebung in einer zweidimensionalen Darstellung.

Um den Simulator zu testen und die Nichteignung der klassischen Funkübertragung für Distanzmessung zu bestätigen, wurde als Beispiel eine Simulation mit der 2,4 GHz ISM-Frequenz durchgeführt. Der Sender mit den Koordinaten (27,0 m ; 0,614 m) befindet sich in dem Hörsaal und sendet über einer Antenne mit einer Leistung von 1 mW. Der Empfänger wird in 2-cm-Schritten auf der gleichen Höhe (1,6 m) wie der Sender entlang einer Linie (Startpunkt: x=25,0 m y=0,614 m , Endpunkt: x=10,0 m y=0,614 m), die sich von dem Hörsaal bis zum Flur erstreckt, bewegt.

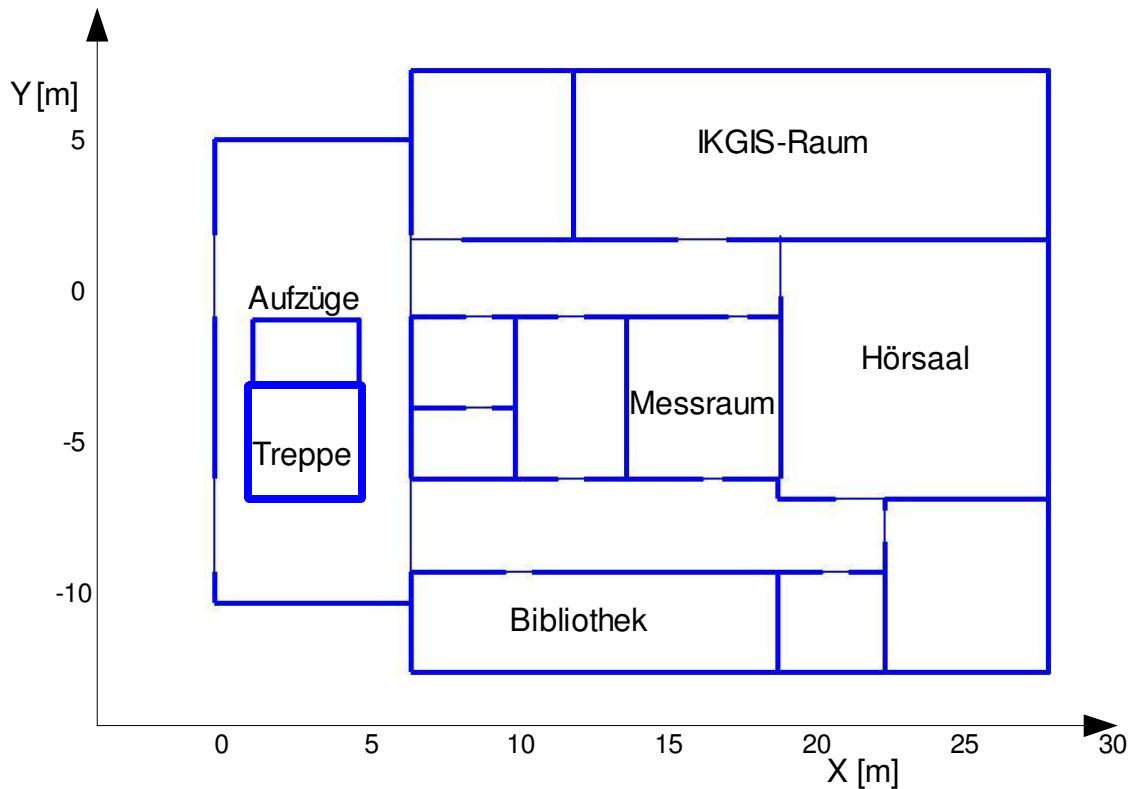


Abbildung 4.10: Lageplan der untersuchten Umgebung

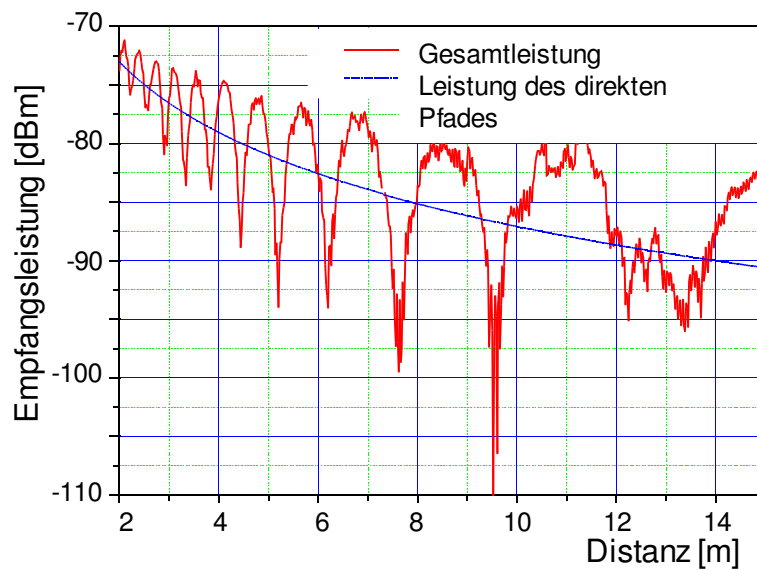


Abbildung 4.11: Empfangsleistung entlang einer Linie

Die berechnete gesamte Empfangsleistung und die Leistung des direkten Pfades (Freiraumausbreitung) ist in der Abbildung 4.11 dargestellt. In der Abbildung ist zu erkennen, dass es aufgrund der Mehrwegeausbreitung zu großen Signalschwankungen (Interferenzen) kommt. Eine präzise Herleitung der Distanz aus der Empfangsleistung ist daher unmöglich. Der berechnete Rice-Faktor nimmt

bei zunehmender Distanz von 14 dB bis zu -4 dB ab. Der berechnete Delay-Spread erreicht Werte von über 6 ns (vgl. Kap. 4.7).

Für die Simulation der Ausbreitung von UWB-Wellen wurde das UWB-Frequenzband in 62 Unterbänder zwischen 3,2 GHz und 6,3 GHz unterteilt³, also mit einer Schrittweite von 100 MHz (s. Abbildung 4.12)

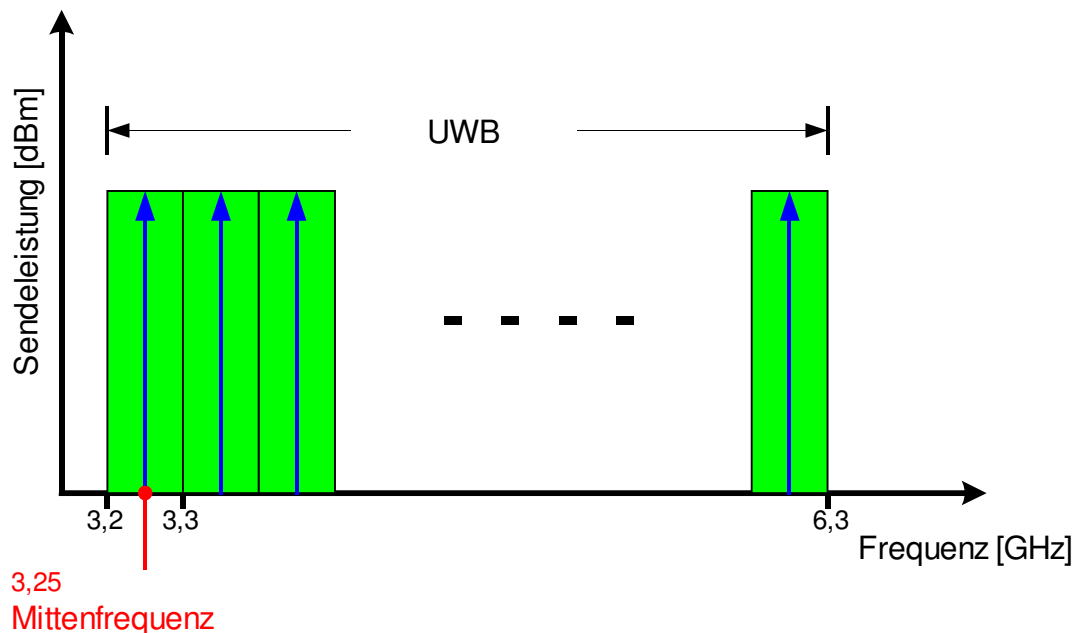


Abbildung 4.12: Unterteilung des UWB-Breitbandes in Unterbänder [EL FADILI, 2008]

Jedes Unterband wird durch seine Mittelfrequenz repräsentiert. Diese Unterteilung ist sehr rechenaufwändig, jedoch notwendig, da die Wandeigenschaften, die Antennencharakteristik und die Wellenausbreitung frequenzabhängig sind. Wenn die Simulation über alle Mittelfrequenzen durchgeführt ist, werden die Leistungen der direkten und der indirekten Pfade zwischen Sender und Empfänger in Matrizen gespeichert. Die Ergebnisse werden dann aufintegriert und ebenfalls in einer resultierenden Matrix gespeichert.

4.10 Simulationsergebnisse

4.10.1 Ausbreitungspfade

Die Abbildung 4.13 zeigt ein Beispiel der berechneten Ausbreitungspfade zwischen zwei Transceivern (Sender/Empfänger).

³Die UWB-Bandbreite wurde zwischen 3,2 GHz und 6,3 GHz gewählt, da das UWB-ILPS in diesem Bereich arbeitet

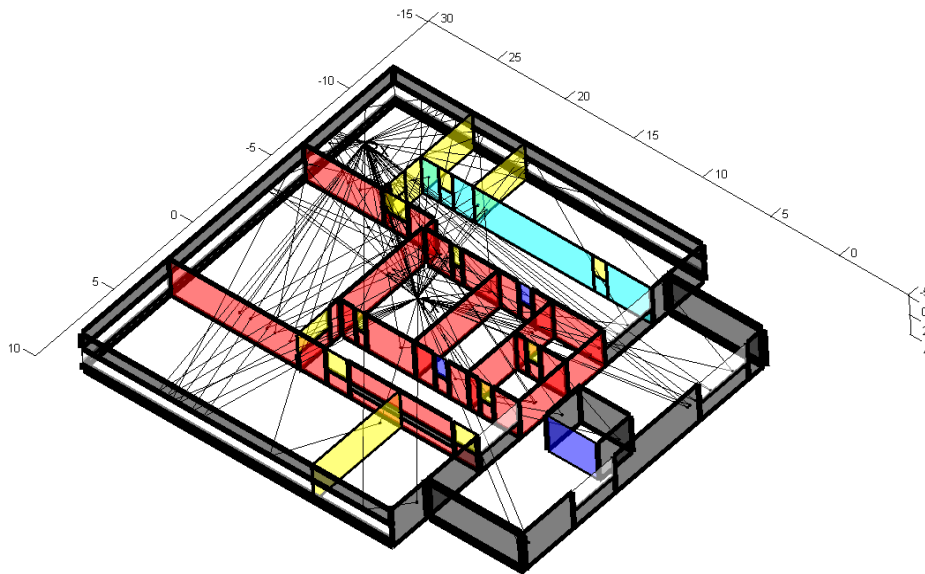


Abbildung 4.13: Ausbreitungspfade zwischen zwei Transceivern

Die daraus resultierende Impulsantwort (auf das Maximum normiert) ist in der Abbildung 4.14 zu sehen.

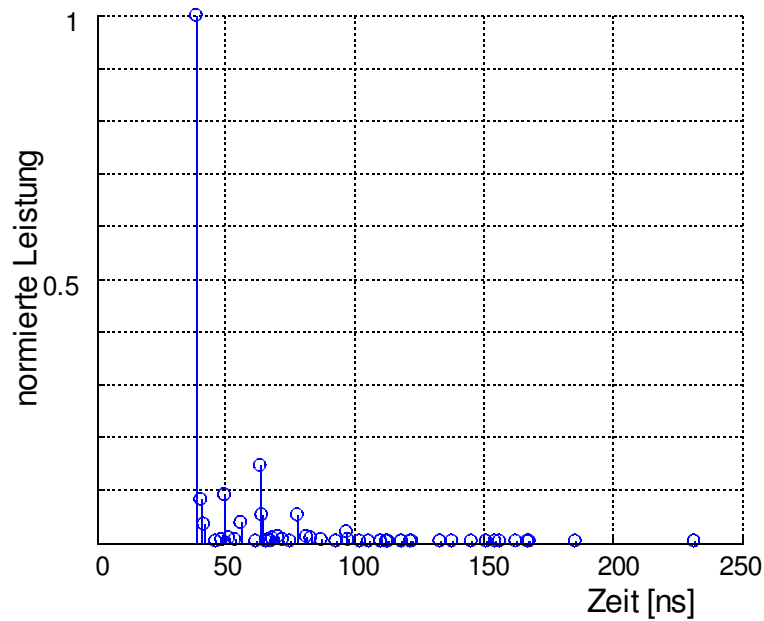


Abbildung 4.14: Normierte Impulsantwort

Am Empfänger kommen die Impulse nicht nur nach unterschiedlicher Zeit, sondern aus unterschiedlichen Winkeln an (Abbildung 4.15).

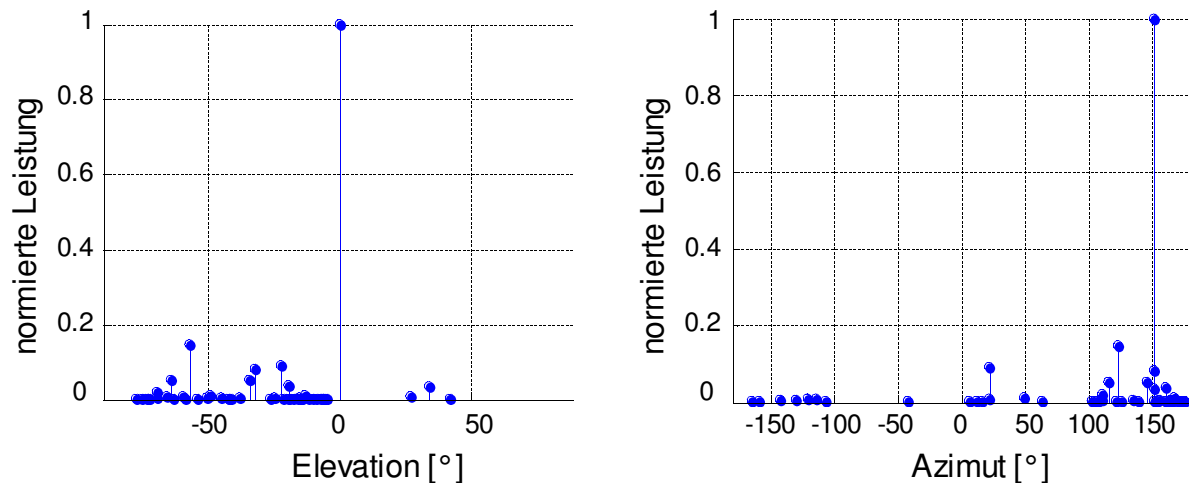


Abbildung 4.15: Einfallswinkel der EM-Welle an der Empfängerantenne

Aus der Abbildung 4.15 ist zu entnehmen, dass die Leistung der Mehrwegepfade wesentlich kleiner ist als die des direkten Pfades. Das AOA-Verfahren würde in diesem Fall gute Ergebnisse liefern. Wenn aber der direkte Pfad blockiert oder seine Leistung kleiner als die eines indirekten Pfades ist, dann würde das AOA keine zuverlässigen Ergebnisse liefern.

4.10.2 Signal-Rausch-Verhältnis

Um einen Eindruck von der notwendigen räumlichen Verteilung von Sendern und Empfängern zur sicheren Distanzbestimmung zu erhalten, wurden verschiedene Simulationen durchgeführt. Für eine sichere Detektion des direkten Pfades steht das SNR zur Verfügung (vgl. Kap. 4.8.3). Die Ergebnisse der Simulation mit einem Sender sind in der Abbildung 4.16 dargestellt. Bis zu einem SNR von 0 dB ist laut Gleichung (2.3) eine Distanzmessung mit einer Genauigkeit von 3 cm theoretisch möglich.

Die Ergebnisse der Simulationen zeigen, dass die Detektierbarkeit bei Durchdringung von zwei Bimssteinwänden ausreichend bis gut ist. Bei einer Wand aus Beton mit einer Dicke von bis zu 25 cm, dringt der direkte Strahl durch und kann noch detektiert werden, obwohl das Signal stark gedämpft wird, sodass der Strahl nach einer weiteren Durchdringung nicht mehr zu detektieren ist. Wenn die Wand dicker ist (30 cm bis 45 cm), dann wird kein direkter Pfad mehr empfangen. Andere Gegenstände wie Glas, Gips und Holz (5 cm) stellen praktisch kein Hindernis für das UWB-Signal dar. Trifft das Signal auf Metall (z.B. Metall-Tür) kann dieses Hindernis nicht überwunden werden.

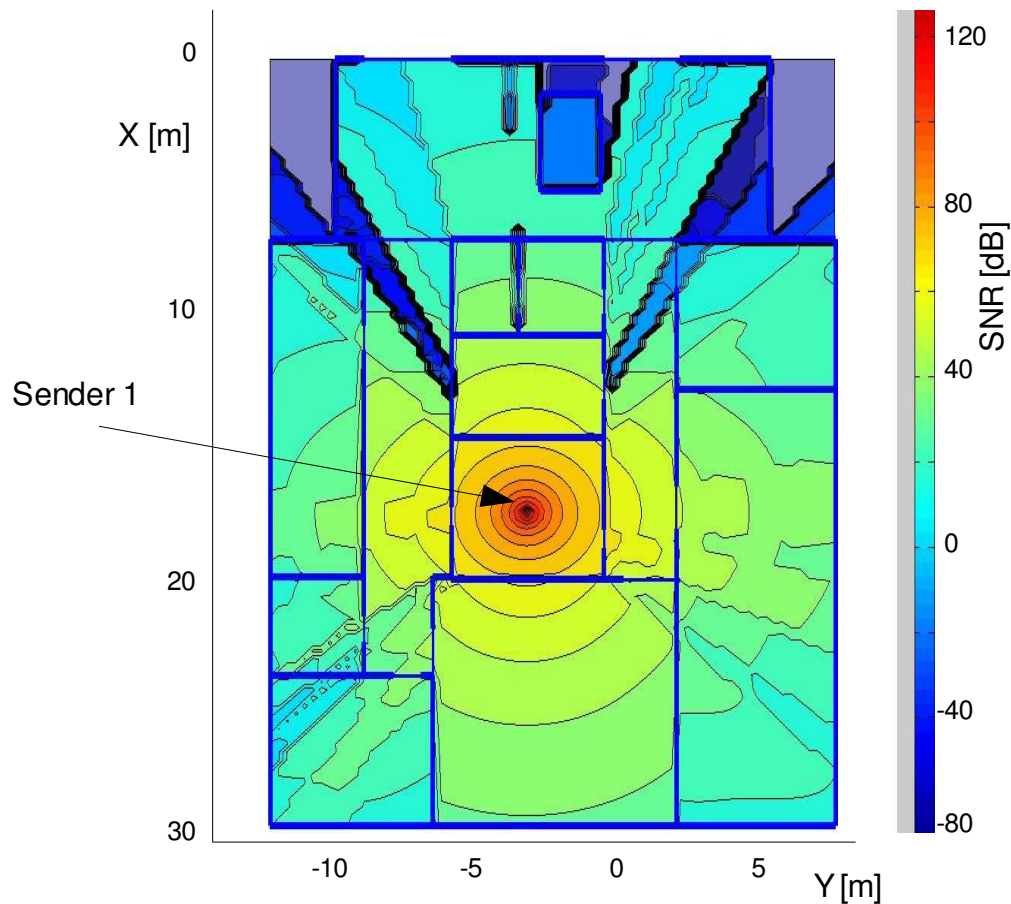


Abbildung 4.16: Darstellung des Signal-Rausch-Verhältnisses (SNR)

4.10.3 Lokalisierung

Um den mobilen Transceiver zu lokalisieren, muss er von mindestens vier Sendern mit ausreichend gutem SNR der direkten Pfade erreichbar sein. Es wurden dafür zusätzlich fünf Sender auf der Etage platziert (insgesamt sechs Sender) (Abbildung 4.17).

Nach einer Simulation von allen sechs Senderpositionen werden für jede Position jeweils vier Sender mit den besten SNRs ausgewählt. Zur Darstellung der räumlichen Verteilung der SNRs sind in der Abbildung 4.18 jeweils die kleinsten SNRs der vier besten SNRs in dB dargestellt.

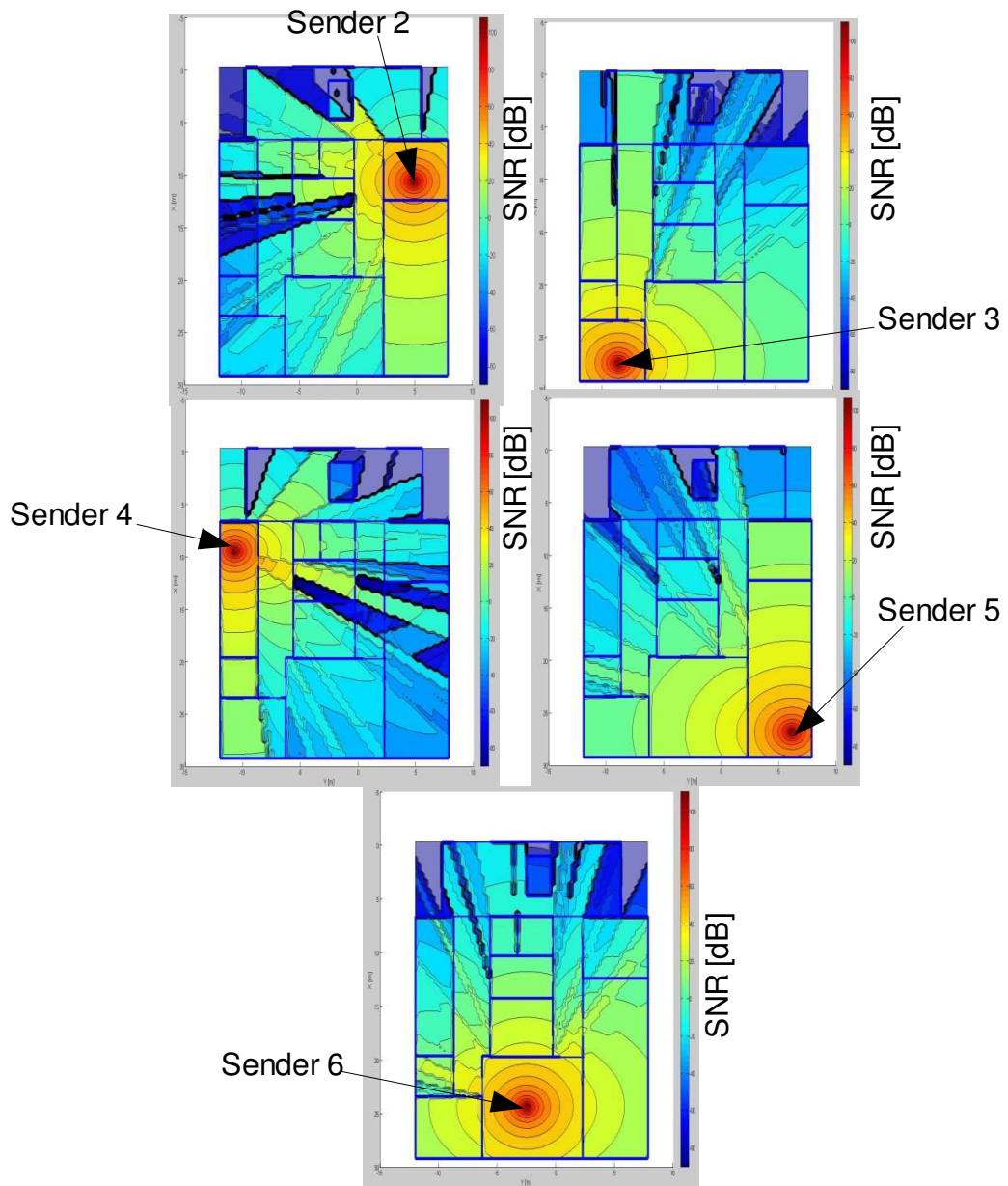


Abbildung 4.17: Darstellung des Signal-Rausch-Verhältnisses (SNR) bei zusätzlichen fünf Sendeorten

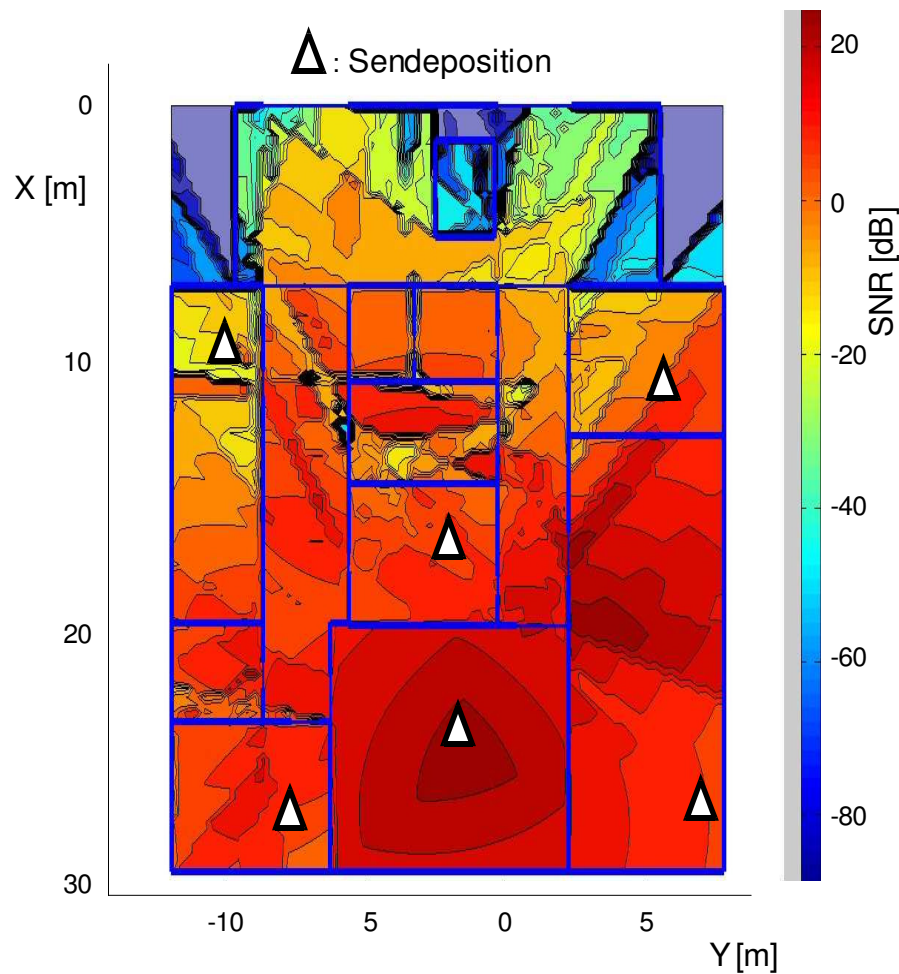


Abbildung 4.18: Verfügbarkeit des Positionierungssystems mittels Signal-Rausch-Verhältnisses (SNR)

4.11 Fazit

Mit dem Ray Tracing-Verfahren wurde die Erreichbarkeit der UWB-Wellen innerhalb eines Gebäudes überprüft. Dazu wurde untersucht, wie ein Signal eine Strecke durchläuft und ob dieses danach noch detektierbar ist. Bei der Simulation werden die Eigenschaften der EM-Wellen und der Baumaterialien berücksichtigt. Die ausgesendeten Signale werden verfolgt und untersucht, um die Empfangsleistung des direkten Pfades zu berechnen. Mit Hilfe der Simulation kann man eine Vorplanung für ein UWB-Positionierungssystem durchführen. So kann vorher festgestellt werden, wo und wie viele Sendestationen installiert werden müssen, um eine vollständige Abdeckung zu erreichen. Als Maß für die Verfügbarkeit wurde das Signal-Rausch-Verhältnis berechnet und dargestellt. Die Fehler, die bei den Streckenmessungen wegen den Effekten der Mehrwegeausbreitungen entstehen, können ebenfalls untersucht werden.

Kapitel 5

Aufbau eines UWB-Transceivers

Dieses Kapitel beschäftigt sich mit den Möglichkeiten der technischen Realisierung eines UWB-Transceivers. Das Wort Transceiver ist ein Kunstwort, das aus den englischen Wörtern Transmitter (Sender) und Receiver (Empfänger) gebildet wurde und bezeichnet eine Sende-/Empfangseinrichtung. Zunächst wird kurz auf die Verfahren der Laufzeitmessung (TOA) eingegangen. Besondere Aufmerksamkeit gilt dabei den Methoden der hochauflösenden Zeitmessung und den dazugehörigen Prinzipaufbauten, weil sie den Anspruch an geodätische Genauigkeit erfüllen. Im Weiteren berichtet das Kapitel von dem Versuch, einen Transceiver mit kommerziell erhältlichen Bauteilen aufzubauen.

5.1 Verfahren der Laufzeitmessung

Für die Positionsbestimmung mittels Laufzeitmessung (TOA-Methode) können hauptsächlich zwei Verfahren, das Ein-Wege-Verfahren und das Zwei-Wege-Verfahren angewendet werden.

5.1.1 Ein-Wege-Verfahren

Das wohl bekannteste Ein-Wege-Verfahren wird beim GPS (Global Positioning System, GPS) verwendet. Die Referenzstationen verfügen über eine gemeinsame Zeitsynchronisation und senden Signale zur Streckenmessung entweder nacheinander, oder wie im Fall von GPS, gleichzeitig mit unterschiedlichen Codes. Ist die Mobilstation zeitsynchron zu den Referenzstationen (Satelliten), so können die Laufzeiten zu den Satelliten eindeutig bestimmt werden. Für die dreidimensionale Positionsbestimmung genügt es, wenn die Laufzeiten zu mindestens drei Referenzstationen bestimmt werden. Ist die mobile Station um eine unbekannte Zeitdifferenz asynchron zu den Referenzstationen, dann muss die Laufzeit zu einer vierten Referenzstation bestimmt werden, um die unbekannte Zeitdifferenz zu berechnen. Die mobilen Stationen arbeiten passiv, d.h. sie empfangen nur und senden keine Signale zurück; es wird daher keine Grenze auf ihre Anzahl gesetzt. Da das Ein-Wege-Verfahren eine hochgenaue Synchronisation zwischen den Stationen verlangt, was mit aufwändiger Infrastruktur verbunden ist, (kalibrierte Timingskabel, Atomuhren bei GPS) ist es als kostengünstige

Lösung für Bauwerke nicht geeignet. Als Lösungsansatz wird daher im Folgenden das Zwei-Wege-Verfahren in Betracht gezogen.

5.1.2 Zwei-Wege-Verfahren

Im Unterschied zum Ein-Wege-Verfahren befinden sich beim Zwei-Wege-Verfahren Sender und Empfänger in der gleichen Station (Transceiver). Auf der Gegenstation wird ein Reflektor aufgestellt, der nur die Aufgabe hat, das Signal entweder zu reflektieren oder ein Signal neu zu generieren und zurückzusenden. Ein Teil dieses Signals wird vom Transceiver empfangen und bezüglich der Zeitdifferenz bzw. der Laufzeit zwischen Senden und Empfangen ausgewertet. Mit bekannter Ausbreitungsgeschwindigkeit des Signals lässt sich der Abstand zum Reflektor berechnen [SCHLEMMER, 1996]. Hierfür können verschiedene Signalformen verwendet werden.

Beim **Impulslaufzeitverfahren** (Abbildung 5.1) beträgt die Laufzeit des Echoimpulses $2 S/c$. Ein Bruchteil des gesendeten Signals veranlasst die Zeitmessung. Der später eintreffende Reflektorimpuls stoppt die Zeitmessung.

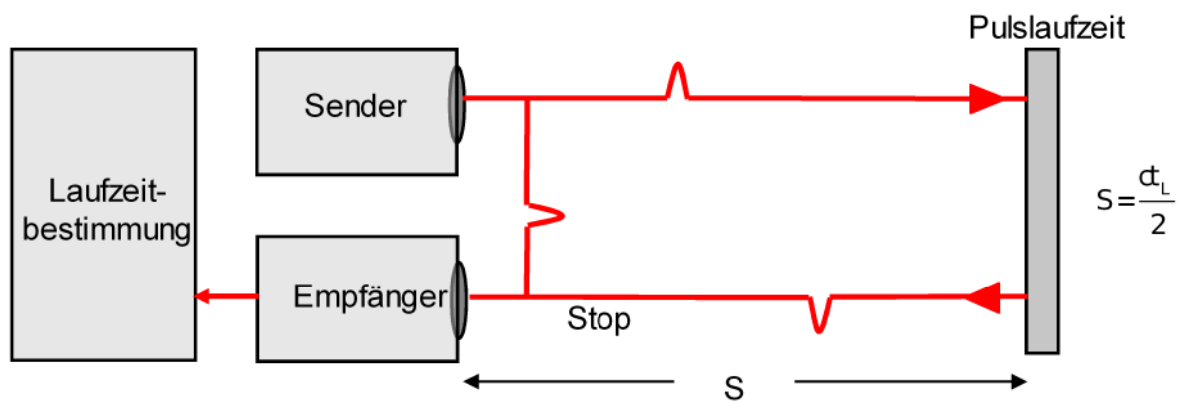


Abbildung 5.1: Impulslaufzeitverfahren [SCHLEMMER, 1996]

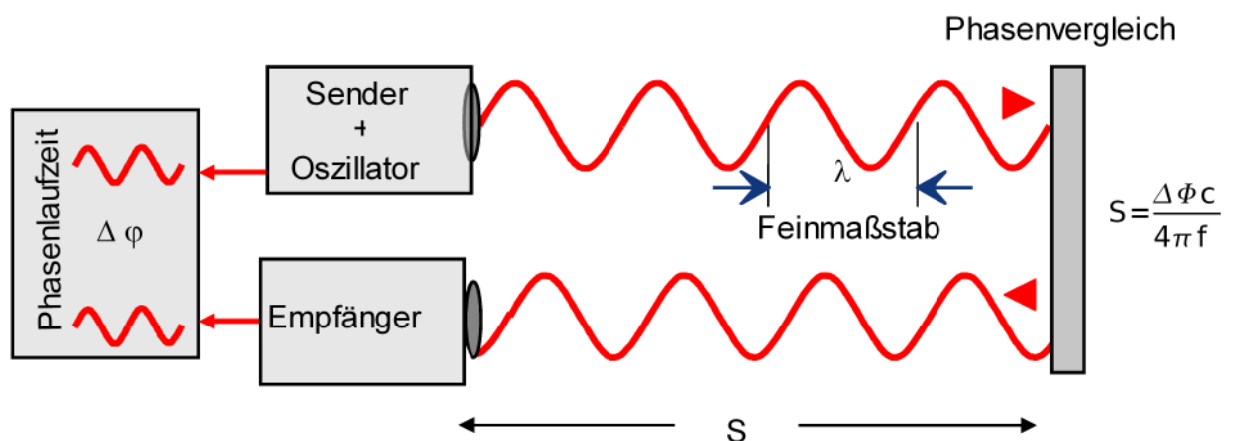


Abbildung 5.2: Phasenlaufzeitverfahren [SCHLEMMER, 1996]

Bei dem **Phasenlaufzeitverfahren**, das auch als CW-Verfahren (Continuous Wave) bekannt ist (Abbildung 5.2), wird anstelle der Pulsmodulation eine sinusförmige Amplitudenmodulation mit der Frequenz f kontinuierlich ausgesendet und empfangen. Die Laufzeit wird aus der Phasenverschiebung $\Delta\phi$ vom Sende- und Empfangssignal bestimmt. Aufgrund der Mehrdeutigkeit in der Strecke (modulo $\frac{\lambda}{2} = \frac{c}{2f}$) werden mehrere Frequenzen nacheinander eingesetzt.

[SCHLEMMER, 1996]

Ein Positionierungssystem, das auf dem Zwei-Wege-Verfahren beruht und Signale mit unterschiedlichen Trägerfrequenzen benutzt, ist bei [BURK, 1994] beschrieben. Aufgrund der verwendeten Trägerfrequenzen (30 und 31 GHz) und (1 GHz) sowie Benutzung von Richtantennen um den Signalpegel zu erhöhen und die Einflüsse des Mehrwegeempfangs zu unterdrücken, ist ein solches System in einer Indoor-Umgebung jedoch nicht einsetzbar.

Frequenz-modulierte Dauerstrichverfahren (Frequency Modulated Continuous Wave, FMCW) arbeiten mit frequenzmodulierten Sinussignalen (meistens linear frequenzmoduliert).

Abbildung 5.3 zeigt den Frequenzverlauf des gesendeten und empfangenen Signals.

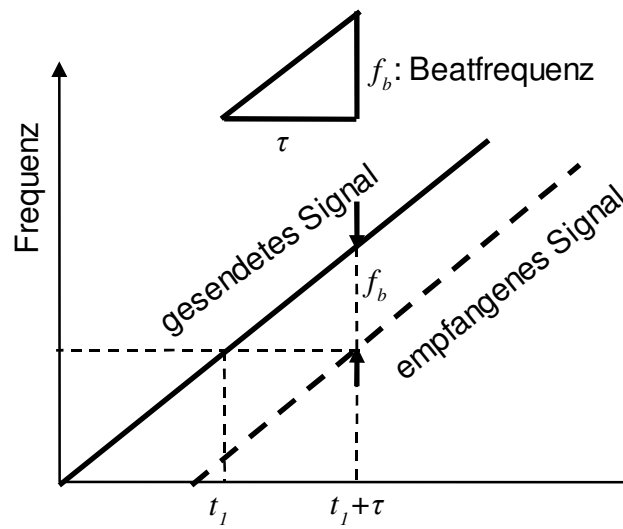


Abbildung 5.3: Darstellung der Laufzeitverzögerung eines linear frequenzmodulierten Signals

Mischt man das aktuelle Sendesignal mit dem Empfangssignal, dann ergibt sich nach Tiefpassfilterung ein Mischsignal (Sinussignal) mit der Differenzfrequenz f_b . Diese Differenzfrequenz, genannt Beat-Frequenz, ist wegen der Laufzeit τ von der Strecke s abhängig und erfüllt folgende Gleichung (Abbildung 5.3) [SHAHMIRZADI, 2000]:

$$f_b = \tau \cdot \dot{f} = \frac{2s}{c} \cdot \dot{f} \quad (5.1)$$

wobei $\dot{f} = \frac{\partial f}{\partial t}$ die Steigungsrate der Frequenz und c die Lichtgeschwindigkeit ist.

In Indoor-Umgebungen besteht das Empfangssignal aus dem direkten Signal und mehreren anderen Mehrwegesignalen (Abbildung 5.4). Das entstandene Mischsignal ist dann eine Überlagerung von mehreren Sinussignalen mit unterschiedlichen Beat-Frequenzen. Nach Abtastung des Mischsignals und anschließender diskreter Fourier Transformation (DFT) kann man die Beat-Frequenzen berechnen und damit die zurückgelegte Strecke ermitteln.

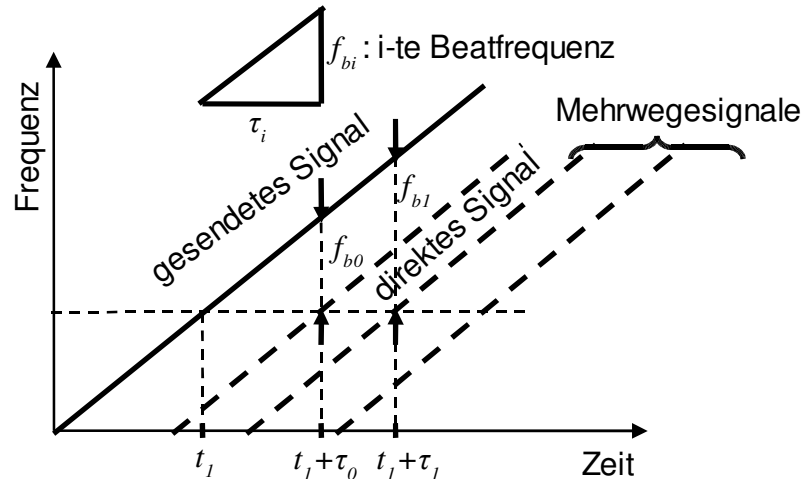


Abbildung 5.4: Darstellung der Laufzeitverzögerung der Mehrwegesignale eines FMCW-Signals

5.2 Hochauflösende Zeitmessung mit dem Impulslaufzeitverfahren

5.2.1 Zeitmessung mit dem Time to Digital Converter

Hauptbestandteil des Transceivers ist der Time to Digital Converter (TDC). Dieser Chip wandelt Zeitabstände in digitale Werte mit höchster Auflösung (ps-Bereich) um. Für die Zeitmessung mittels TDC werden die chipinternen Laufzeiten einfacher logischer Gatter (z.B. Inverter) zur Feinquantisierung der Zeitdifferenz benutzt. Durch die hohen Geschwindigkeitssteigerungen vor allem im CMOS Bereich (Complementary Metal Oxide Semiconductor, CMOS) ist es heute möglich, solche TDCs auf CMOS Prozessen zu implementieren und damit Auflösungen im unteren Picosekundenbereich (ca. 10-15 ps) zu realisieren. [ACAM, 1998]

Wie in der Abbildung 5.5 zu sehen ist, werden die Gatter-Durchlaufzeiten gezählt und das Ergebnis in einer binären Darstellung in dem „dynamic value memory“ gespeichert. Der TDC wird überwiegend in Anwendungen, die eine hohe zeitliche Auflösung verlangen, verwendet: von der Bestimmung der Flugzeit oder Lebenszeit von Partikeln in der Kernphysik bis zu der Ermittlung von Laufzeit des Laserstrahls in einem Laser-Entfernungsmesser [MANTYNIEMI, 1997].

Der Transceiver (Abbildung 5.6) besteht aus einem UWB-Sender (Pulsgenerator, Power Amplifier, Sendeantenne) und einem UWB-Empfänger (Empfangsantenne, Low Noise Amplifier, Detektor, TDC). Das Funktionsprinzip der Laufzeitmessung ist wie folgt:

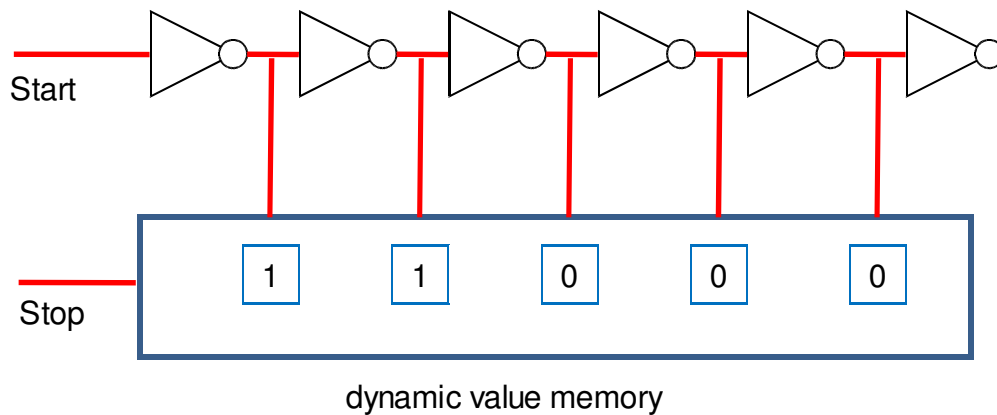


Abbildung 5.5: Grundprinzip der Zeitmessung mit dem Time to Digital Converter [ACAM, 1998]

Die Mobilstation sendet einen vom Pulsgenerator erzeugten Impuls über den Power Amplifier und über die Antenne zur Referenzstation. Mit dem Senden des Impulses wird der TDC zum Starten der Zeitmessung betätigt. Die Referenzstation empfängt den Impuls, verstärkt diesen über einen Low Noise Amplifier (LNA), erzeugt einen Antwortimpuls und sendet diesen über die Antenne an die Mobilstation zurück. Das nun wiederum von der Mobilstation empfangene Signal wird mit einem rauscharmen Verstärker verstärkt und mittels eines Komparators detektiert. Der Komparator (Detektor) wandelt das Signal in digitale Form um und vergleicht es mit einer regelbaren Schwelle, die von einer CFAR-Loop (Constant False Alarm, CFAR) bereitgestellt wird.

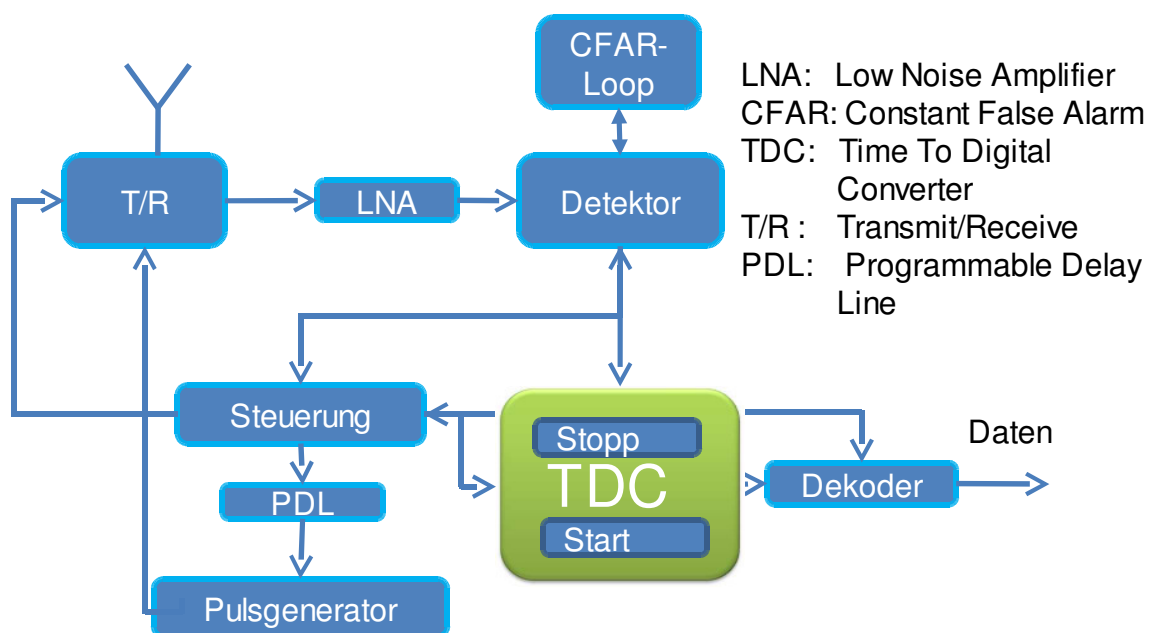


Abbildung 5.6: Blockschaltbild des Transceivers

Um die Schwelle des zurückkommenden Signals zu bestimmen, benutzt die CFAR-Loop Sendepausen, die das Messen des Rauschens ermöglichen. Der TDC wird bei ausreichender Signalstärke des zurückkommenden Impulses gestoppt.

5.2.2 Zeitmessung mit dem Korrelationsempfänger

In diesem Verfahren wird wie bei einem Radarsystem die Messung der Zeit zwischen gesendeter und reflektierter (zurückgesendeter) Welle mit einem Mischer durchgeführt. Die Reflektorstation ist in der Lage, die ankommende Welle entweder ohne Zeitverzögerung (Reflektor) oder nach einer Synchronisationsszeit zurückzuschicken. Die Synchronisationsszeit wird dem Sender übermittelt.

Der prinzipielle Aufbau des Transceivers nach der Impulsmethode ist in Abbildung 5.7 gezeigt.

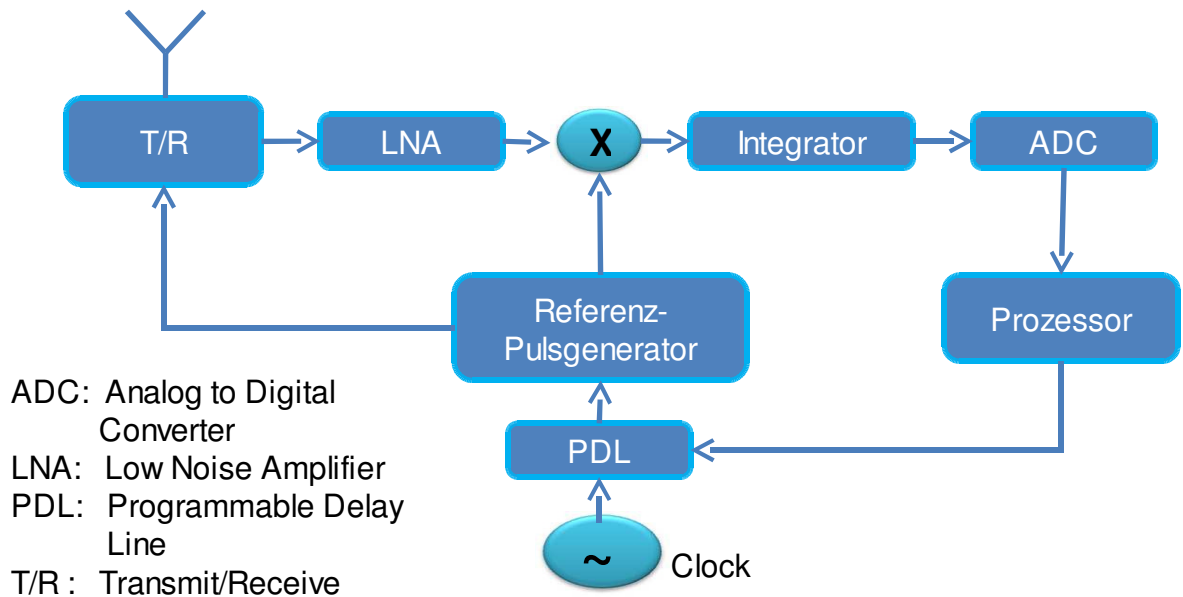


Abbildung 5.7: Prinzipaufbau des Transceivers nach der Impulsmethode

In der Sendephase sendet die Station eine vom Pulsgenerator erzeugte Pulsfolge über die Antenne. In der Empfangsphase wird das über die Antenne ankommende Signal durch einen LNA auf den für den Mischer notwendigen Pegel verstärkt. Der zweite Mischereingang wird vom dem Referenz-Puls-generator gespeist. Das Ausgangssignal des Mixers wird mit einem A/D-Wandler in digitale Form umgewandelt und je nach seiner Größe durch den Prozessor die Phase des Ausgangssignals des Referenzgenerator mittels einer programmierbaren Delay Line (oder Phasenschieber) so lange verschoben, bis der Referenzpuls und der erste ankommende Puls (Direkten Ausbreitungspfad) phasengleich sind (Abbildung 5.8). Da die Mischung näherungsweise einer Multiplikation der beiden Eingangssignale entspricht, kann man durch die Verschiebung des Referenzpulses und anschließende Multiplikation nicht nur den direkten Pfad erkennen, sondern auch das gesamte ankommende Signal abtasten. Dies lässt sich für weitere Anwendungen des Transceivers verwenden (z.B. digitales Oszilloskop).

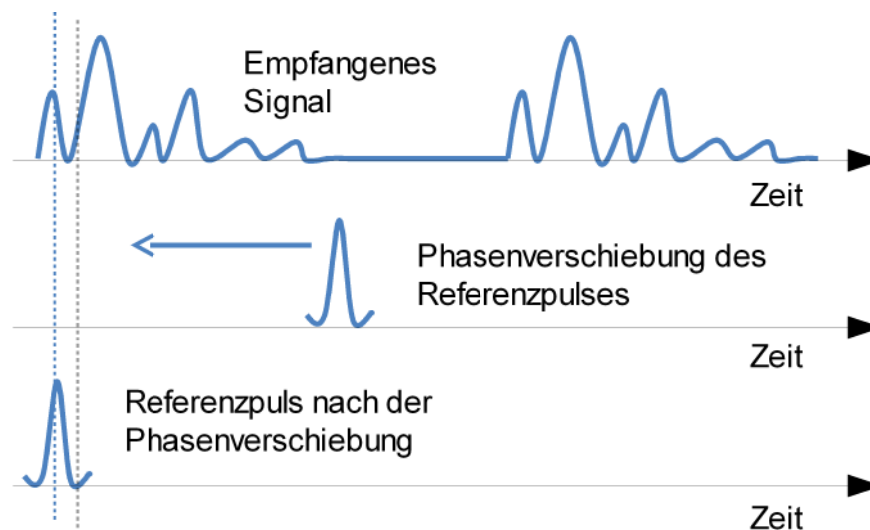


Abbildung 5.8: Detektion des ersten Pulses

Das Prinzip der Laufzeitmessung zwischen zwei Transceivern ist wie folgt:

Der erste Transceiver sendet eine Pulsfolge, der zweite Transceiver erzeugt lokal eine Pulsfolge mit gleicher Wiederholungsfrequenz und mischt sie mit der empfangenen Pulsfolge. Mit dem Phasenschieber variiert er die Phase, bis die lokal erzeugte Pulsfolge phasensynchron mit der empfangenen Pulsfolge ist. Danach schaltet er um und sendet diesmal die von ihm erzeugte phasensynchrone Pulsfolge über die Antenne zum ersten Transceiver. Der zweite Transceiver verhält sich so wie ein aktiver Reflektor, der die empfangene Pulsfolge verstärkt und ohne Phasenverzögerungen zurückschickt. Der erste Transceiver verschiebt seine Phase, bis das empfangene Signal phasengleich mit lokal erzeugter Pulsfolge ist. Aus dieser Phasenverschiebung wird die Laufzeit der EM-Welle zwischen den Transceivern berechnet.

5.3 Hochauflösende Zeitmessung mit dem FMCW-Verfahren

Ein FMCW-Transceiver sendet ein Sinus-Signal, dessen Frequenz sich kontinuierlich in einer Bandbreite Δf verändert. Die Distanzauflösung wird allein durch die Bandbreite Δf bestimmt und beträgt nach [SHAHMIRZADI, 2000]:

$$\Delta d = \frac{c}{2} \cdot \frac{1}{\Delta f} \quad (5.2)$$

In der Abbildung 5.9 ist das Grundprinzip eines FMCW-Transceivers dargestellt. Der Transceiver besteht aus einem Modulator, der z.B. eine Sägezahnspannung erzeugt und einen spannungsgesteuerten Oszillator (VCO) regelt. Nachdem sich der aktive Reflektor (zweite Transceiver) mit seinem Empfangssignal synchronisiert hat, sendet er sein frequenzmoduliertes Signal an den ersten Transceiver zurück. Das Mischsignal aus den gesendeten und empfangenen Signalen wird, wie oben erwähnt, einer Spektrumanalyse unterzogen, um die zurückgelegten Strecken zu berechnen.

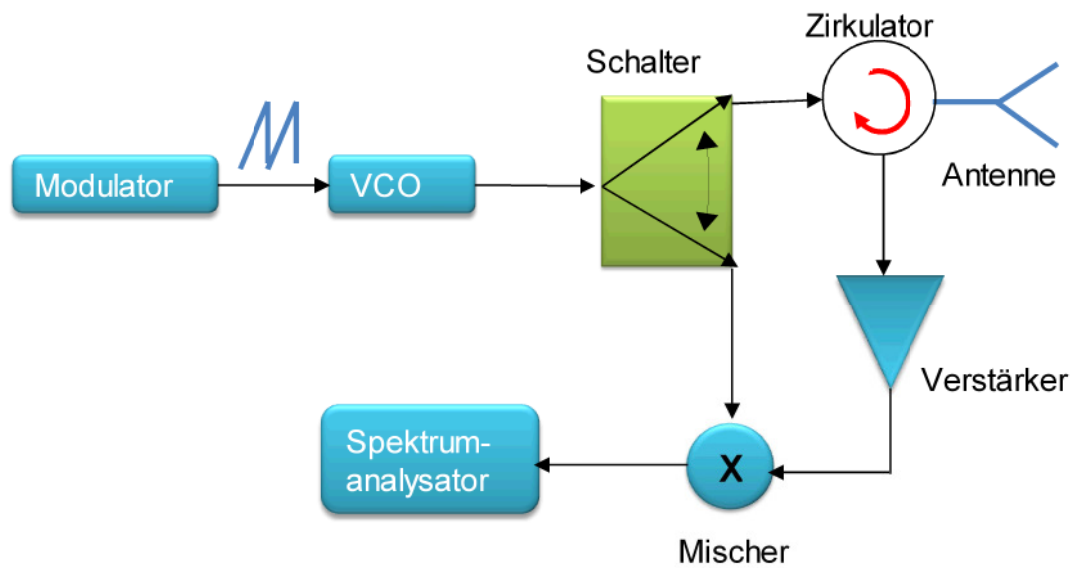


Abbildung 5.9: Prinzipaufbau des Transceivers nach der FMCW-Methode

Eine andere Möglichkeit zur Laufzeitmessung mit dem FMCW Verfahren ist die Verwendung von Dispersive Delay Line (DDL), zum Beispiel in Form eines SAW-Filters (Surface Acoustic Wave, SAW), der die frequenzmodulierten Sinussignale in Sinc-Impulse umwandelt (Abbildung 5.10).

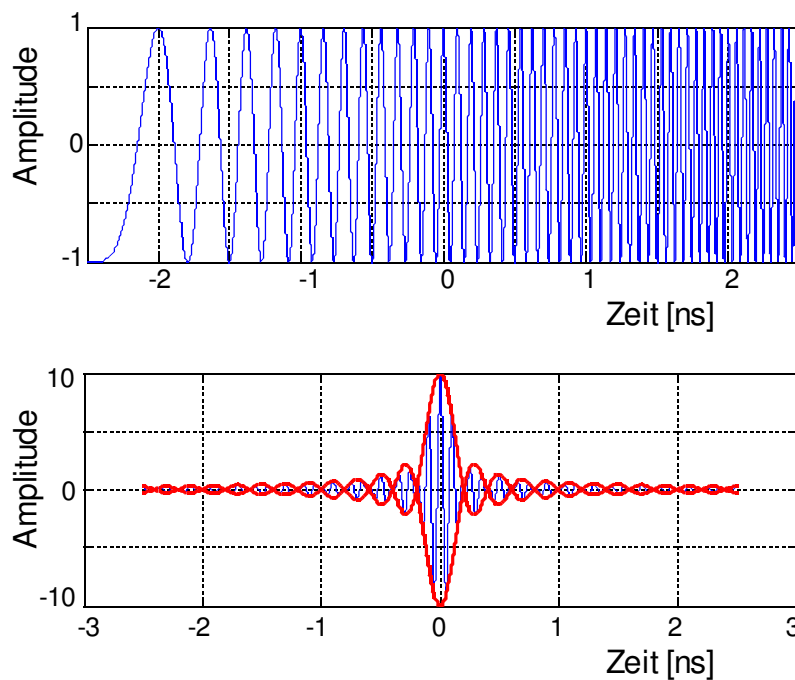


Abbildung 5.10: Erzeugung eines Sinc-Impulses aus dem FMCW-Signal

Die schmalen Impulse werden dazu verwendet, die Ankunft eines FMCW-Signals zu signalisieren (TOA).

Aufgrund der Verfügbarkeit der Bauteile, insbesondere des DTC-Bausteins, ist für den Bau eines UWB-Transceivers die Wahl auf den in Abbildung 5.6 dargestellte Transceiver gefallen. Im Folgenden wird der Aufbau eines UWB-Transceivers beschrieben.

5.4 Realisierung der Experimentieraufbauten zur Streckenmessung

Üblicherweise wird ein Experimentieraufbau zunächst mit diskreten Geräten durchgeführt, bevor man mit dem Bau eines Prototypen beginnt. Leider standen die benötigten Geräte, um die entsprechenden Experimentieraufbauten zu realisieren, nicht zur Verfügung. Mit diesem Problem war zu rechnen, da UWB eine völlig neue Technologie ist, mit der in Europa gerade angefangen wurde zu experimentieren. Die Suche nach anderen Lösungsmöglichkeiten wurde im Laufe der Entwicklung fortgesetzt. So wurden kommerzielle Hersteller, die die UWB-Technologie verwenden, ausgesucht und Kontakte mit diesen hergestellt.

Um die Entwicklung im Rahmen des Projektes dennoch voranzutreiben, wurde auf Basis von wissenschaftlichen Veröffentlichungen ([JANN, 2005],[REISENZAHN, 2003], [KAINEDER, 2004]) und Patenten der Versuch unternommen, einen Transceiver mit kommerziell erhältlichen Bauteilen aufzubauen.

5.5 Aufbau eines UWB-Senders

Es wurde folgende Senderarchitektur entworfen :

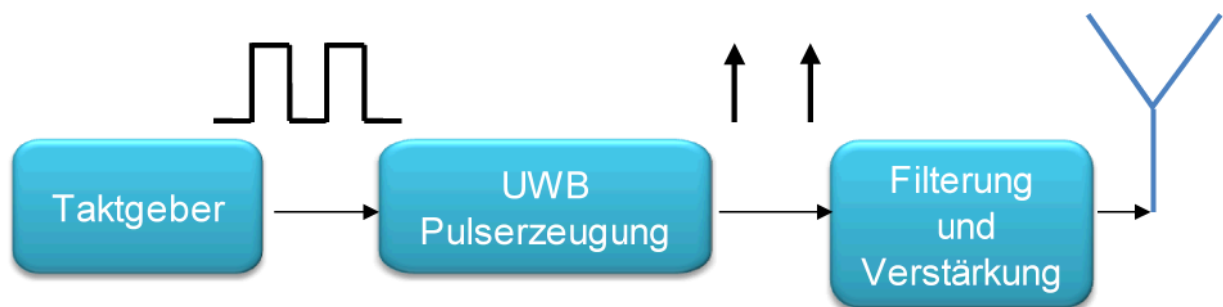


Abbildung 5.11: Blockschaltbild des UWB-Senders [KAINEDER, 2004]

5.5.1 Pulserzeugung

Bei dem UWB-ILPS werden kurze Pulse zur Messung der Signallaufzeiten zwischen zwei Transceivern verwendet. Zur Pulserzeugung gibt es verschiedene Möglichkeiten, unter anderem: Step Recovery Dioden (SR-Dioden), Avalanche Transistoren [TAYLOR, 2001], CMOS Logik Gatter [BYUNG-HOO et al., 2005] und SAW-Filter. Für den Aufbau eines Prototyps wurden SR-Dioden verwendet, weil sie kostengünstig sind und im Vergleich zu anderen Methoden die einfachste Variante darstellen. SR-Dioden werden massiv in Impulsgeneratoren und Frequenzmultiplizierern eingesetzt. In realen Systemen werden sie meistens zusammen mit traditionellen Schaltern wie Transistoren und Thyristoren benutzt. [TAYLOR, 2001]

Prinzip der Pulserzeugung mit einer Step Recovery Diode

SR-Dioden haben eine sehr kurze Übergangszeit (Transition Time) (ps-Bereich) von niederohmigem Zustand zum hochohmigen Zustand [DUZDAR, 2001]. Damit erreicht man eine Pulsversteilerung von niederfrequenten Pulsen (Abbildung 5.12).

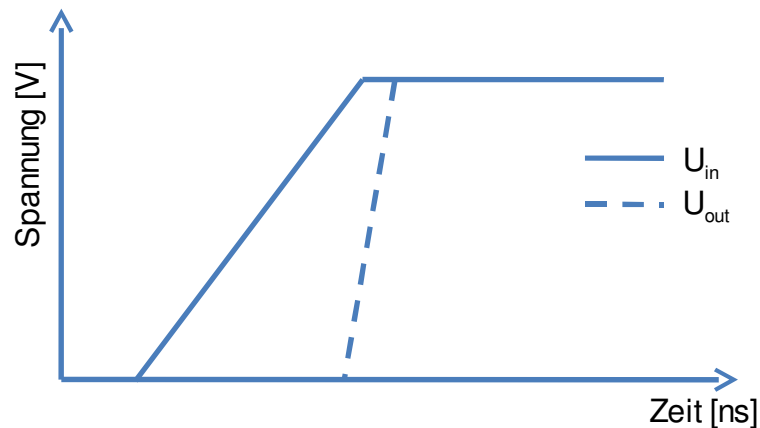


Abbildung 5.12: Versteilerung der ansteigenden Flanke mit einer SR-Diode [KAINEDER, 2004]

In Tabelle 5.1 sind die Kenngrößen einiger SR-Dioden aufgeführt.

Hersteller	Nummer	Sperrschichtkapazität C_j (pF)	Maximale Sperrspannung V_{BR} (V)	Transition Time T_t (ps)
Macom	MA44768	1,6	30	250
Metelics	SMMD820-SO-D323	1,0-1,7	40	110-125
Skyworks	CVB1151-000	0,25-0,5	15	70
MicroMetrics	MSD700	0,2-0,4	15	60

Tabelle 5.1: Kenngrößen einiger SR-Dioden

5.5.2 Hochpass-Filterung mit Microstrip Leitung

Trotz der Versteilerung der Pulse sind die niederfrequenten Anteile im Ausgangssignal immer noch vorhanden und müssen gefiltert werden. Ein Hochpass der sechsten Ordnung auf Mikrostrip-Basis [KAINEDER, 2004] wurde für die Durchlassbandbreite (3,1-3,6 GHz) mit dem Simulationspaket ADS dimensioniert. Ein Hochpass der 6 ten Ordnung bewirkt, dass das Ausgangssignal in etwa der sechsten Ableitung eines Gauß-Monocycles entspricht, wobei ein Impuls erzeugt wird, der gut in die vorgeschriebene Sende-Maske passt (s. Abbildung 3.4).

• Sender-Layout

Das Layout wurde in Mikrostreifenleitungen realisiert. Alle HF-Signalleitungen (Hochfrequenz, HF) sind vorzugsweise als $50\ \Omega$ Streifenleitungen auszuführen, da in der HF-Technik Leiterbahnen nicht als einfache Verbindungen zu sehen sind, sondern ein Bauteil darstellen, das einen wellenlängenabhängigen Impedanzbelag aufweist. Nur so lassen sich gute Reflexionsdämpfung, lineare Verstärkung und Stabilität erreichen. UWB ist ein trägerloses Verfahren, denn es verfügt über keine Träger-

welle. Die Dimensionierung der Streifenleitungen mit den üblichen Methoden ist daher sehr problematisch. Als Näherung für eine Wellenlänge nimmt man die Wellenlänge der Mittenfrequenz der vorgesehenen Durchlassbandbreite von 3,1 GHz-6,3 GHz also 4,7 GHz an.

5.5.3 Antenne

Eine Antenne kann als Wellentypwandler aufgefasst werden. Die Senderantenne wandelt die TEM-Welle (Transversal Elektromagnetisch⁴, TEM), die auf dem Antennenkabel zum Speisepunkt der Antenne geführt wird, in eine Freiraumwelle um. Umgekehrt wird von einer Empfangsantenne die Wellentypwandlung von einer meist ebenen Freiraumwelle zurück in die TEM-Welle des Kabels vollzogen. „Die formale Gleichheit der Aufgabenstellung der Wellentypwandlung sowohl für Sende- als auch Empfangsantennen bringt es mit sich, dass jede Sendeantenne auch sehr wohl als Empfangsantenne arbeiten kann, sogar mit gleich aussehender Charakteristik“ [MÖNICH, 2003]. Es wäre also wirtschaftlich, auf einen Transceiver nur eine Antenne anzubringen, die sowohl als Sender- und Empfangsantenne arbeitet.

Das Design von einer UWB Antenne spielt eine besondere Rolle, weil sie als ein Bandpassfilter fungiert und das UWB-Spektrum der Impulse verändert (vgl. Kap. 3.6). Einige der kritischen Anforderungen im UWB Antennen-Design sind: Bandbreite, gerichtete oder omnidirektionale Strahlungscharakteristik, konstanter Gewinn und Gruppenlaufzeit über des gesamte Band und sehr hohe Effizienz [PEYROT-SOLIS et al., 2005].

- **Antennenanpassung**

Damit die Antenne die gesamte vom Generator (Senderplatine) zur Verfügung gestellte Leistung aufnimmt, muss im Allgemeinen ihre Eingangsimpedanz Z_A dem konjugierten komplexen Wert der Generatorimpedanz Z_G gleich sein. Als Maß für die Anpassung der Antenne steht der Reflexionsfaktor Γ . Der Reflexionsfaktor Γ berechnet sich aus der Bezugsimpedanz Z_0 und der Antennenimpedanz Z_A folgendermaßen :

$$\Gamma = \frac{Z_A - Z_0}{Z_A + Z_0} \quad (5.3)$$

mit der Voraussetzung, dass die Generatorimpedanz Z_G gleich der Bezugsimpedanz Z_0 ist.

Wie bereits erwähnt, wird als Bezugsimpedanz in der HF-Technik meistens $Z_0 = 50 \Omega$ genommen, da es der Impedanz von den in der Nachrichtentechnik am meisten benutzten 50Ω Koaxialkabeln entspricht.

Die von der Antenne aufgenommene Leistung P_{ein} berechnet sich mit [POWELL, 2004]:

$$P_{ein} = P_{av} (1 - |\Gamma|^2) \quad (5.4)$$

wobei P_{av} die verfügbare Leistung von dem Generator ist. Ein annehmbarer Wert von Γ errechnet sich zu $\Gamma = 0,3162$, wobei die Antenne 90% der zugeführten Leistung aufnimmt und nur 10% reflektiert. In diesem Fall spricht man von einer Anpassung. Jede Abweichung bedeutet eine Fehlan-

⁴Elektrische und magnetische Feldkomponenten stehen senkrecht zur Ausbreitungsrichtung

passung. Bei Fehlanpassungen verursachen die Reflexionen am Antenneneingang die Entstehung von unerwünschten Stehwellen. Das Stehwellenverhältnis SWV misst das Verhältnis der maximalen Stehwelle zur minimalen Stehwelle und kann durch folgende Gleichung errechnet werden [POWELL, 2004]:

$$SWV = \frac{|U_{max}|}{|U_{min}|} = \frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma} \quad (5.5)$$

Man spricht von einer guten Anpassung, wenn innerhalb der Frequenzbandbreite $SWV \leq 2,0$ gilt. Anstelle des SWV betrachtet man auch oft die Fehlanpassung von Antennen über die Rückflussdämpfung RL . Die Rückflussdämpfung lässt sich in Abhängigkeit von Γ oder von dem Streuparameter S_{11} durch die folgende Gleichung errechnen:

$$RL = -10 \log |S_{11}|^2 = -20 \log |\Gamma| \quad (5.6)$$

Von einer guten Anpassung spricht man, wenn $RL < -10\text{dB}$ [POWELL, 2004]. Ihr Verlauf wird logarithmisch in dB angegeben. So werden, im Gegensatz zur linearen Darstellung, neben großen auch kleinere Reflexionen in einer grafischen Darstellung erkennbar.

- **Discone Antenne**

Die Discone Antenne ist bekannt für ihre Breitbandeigenschaften und wird für UWB-Messungen am häufigsten benutzt [BROWN u. ZHANG, 2006]. Es wurden zwei Antennen aus 1 mm dickem Messingblech gefertigt (Sender- und Empfangsantenne). Die Abbildung 5.13 zeigt eine dieser Discone Antennen.

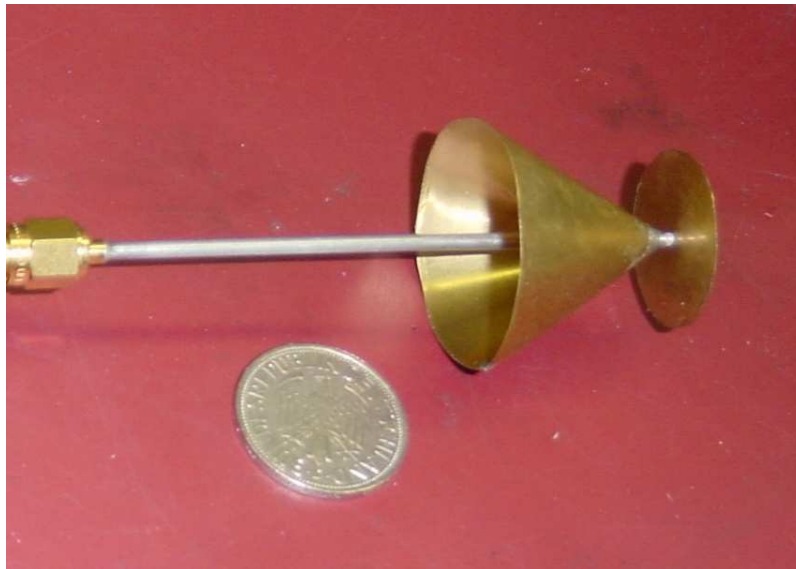


Abbildung 5.13: Discone Antenne

Die Messung der S-Parameter am Netzwerkanalysator lieferte gute Ergebnisse für das SWV im UWB Frequenzbereich zwischen 3,1 GHz und 6,5 GHz (Abbildung 5.14)

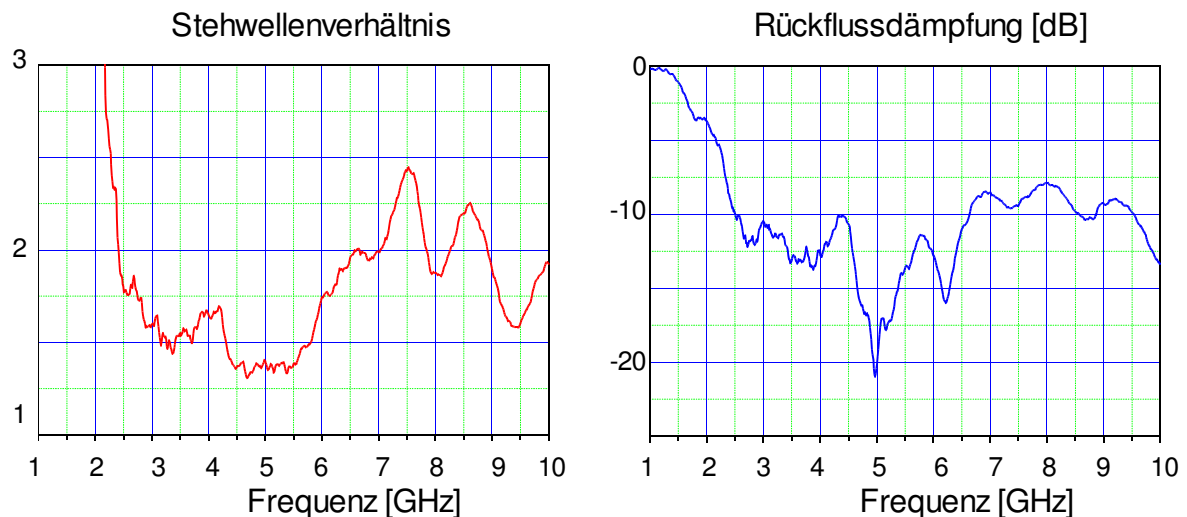


Abbildung 5.14: Stehwellenverhältnis (links) und Rückflusdämpfung (Rechts) der gefertigten Discone Antenne

Dieses entspricht einer Rückflusdämpfung unterhalb von -10 dB.

- **Richtcharakteristik**

Eine Messung der Richtcharakteristik in der Absorberkammer war aufgrund des Aufwands und eventueller Kosten zu dem Zeitpunkt der Entwicklung nicht möglich.

5.5.4 Senderprototyp

- **Platinenmaterial**

Da der zu generierende Impuls hohe Frequenzen enthält, muss das Platinenmaterial sehr niedrige Werte bezüglich der relativen Permittivität ϵ_r und dem Verlustfaktor $\tan \delta$ aufweisen, weil dies zu geringeren dielektrischen Verlusten führt. Es wurde daher für den Senderbau das Platinenmaterial Duroid RT4003 von Rogers mit $\epsilon_r = 3,38$ und $\tan \delta = 0,0021$ ausgewählt. [ROGERS, 2008], [KAINEDER, 2004]

Es wurde ein Schaltplan der Sender mit dem Layout Programm Eagle erstellt und anschließend auf eine Platine geätzt. Es wurden Kondensatoren eingebaut um den Gleichstromarbeitspunkt von hochfrequenten Anteilen des Pulses zu trennen [KAINEDER, 2004]. Die SR-Dioden sollen um einen optimalen Arbeitspunkt betrieben werden. Um diesen Arbeitspunkt einstellen zu können, wird eine durch ein Potentiometer manuell steuerbare Stromquelle eingebaut. Die Verbindung zwischen der Stromquelle und der Step Recovery Diodenschaltung erfolgt über sehr schmale Leiterbahnen, um dem hochfrequenten Signal einen großen Widerstand entgegenzustellen [KAINEDER, 2004]. Der fertig gestellte Senderprototyp ist in der Abbildung 5.15 dargestellt.

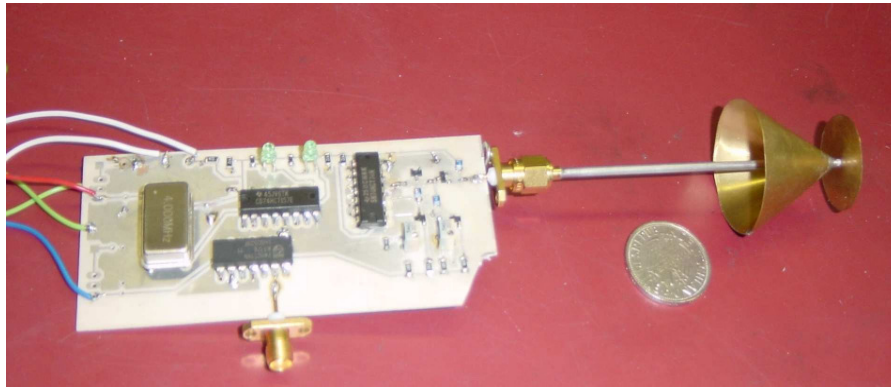


Abbildung 5.15: Photo des UWB-Senders

- **Test des Senders**

Es wurden Übertragungstests mit Distanzen bis zu 2 m realisiert (Abbildung 5.16). Der Empfänger ist ein Speicheroszilloskop (4 GHz-Bandbreite), an dessen Eingang eine Breitbandantenne aufgesteckt ist. Die empfangene Impulsfolge ist auf dem Bildschirm zu sehen. Für diese Messungen wird der Speicheroszilloskop über ein Koaxialkabel mit dem Sender synchronisiert.

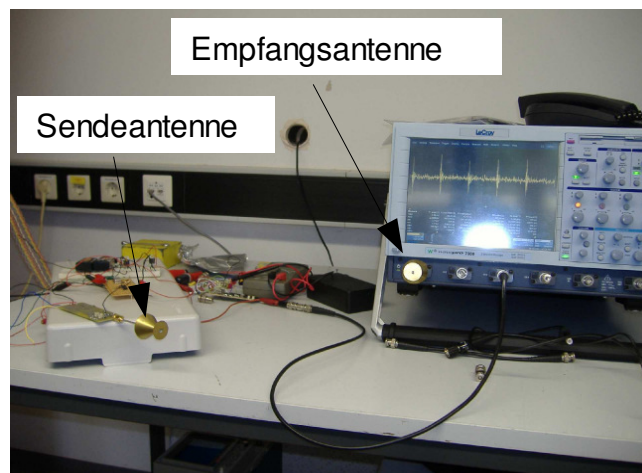


Abbildung 5.16: Aufbau einer UWB-Übertragungsstrecke

5.6 Aufbau eines UWB-Empfängers

- **Schaltungsprinzip**

Das Schaltungsprinzip des Empfängers ist in Abbildung 5.17 dargestellt. Mit dem Detektor wird das empfangene Signal mit Hilfe eines sehr schnellen Komparators mit einem Schwellenwert verglichen. Dafür muss der Rauschpegel, der nur eine statische Größe ist, separat ermittelt werden. Ändern sich die Rauscheigenschaften, muss der Schwellenwert so nachgeführt werden, dass die Falschalarmwahrscheinlichkeit (CFAR, Constant False Alarm Rate) konstant bleibt. Die CFAR-Regelung soll von einem Mikroprozessor durchgeführt werden [FONTANA, 2001] , [LIE et al., 2005].

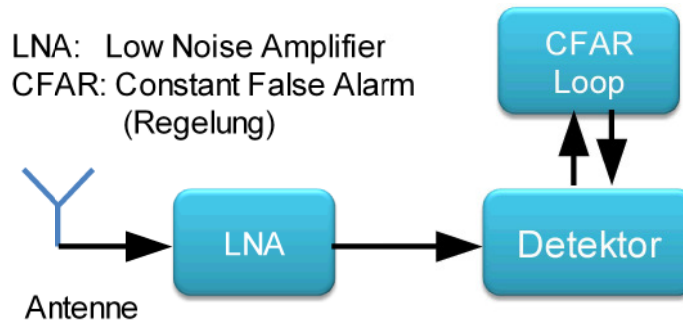


Abbildung 5.17: Schaltungsprinzip des UWB-Empfängers

- **Signaldetektion und Temperaturabhängigkeit der Bauteile**

Für den Aufbau des Empfängers wurden Detektoren von verschiedenen Herstellern ausgesucht. Es stellte sich aber heraus, dass diese Detektoren eine **temperaturabhängige** Reaktionszeit im ns-Bereich haben, was sie für Streckenmessungen ungeeignet macht. Nach längeren Recherchen wurde die Tunneldiode als potenzieller Detektor ausgewählt. Zurzeit ist die Tunneldiode das empfindlichste Bauteil überhaupt für die Detektion von sehr kurzen und schwachen Signalen. In der Abbildung 5.18 ist die Kennlinie einer Tunnel-Diode zu sehen.

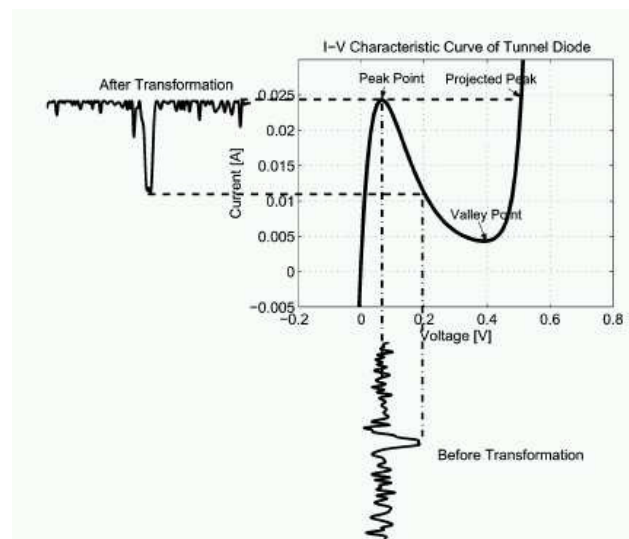


Abbildung 5.18: Kennlinie einer Tunnel-Diode [LIE et al., 2005]

Wie man der Abbildung 5.18 entnehmen kann, ist die Tunnel-Diode im Gegensatz zu einem Verstärker mit konstanter Verstärkung nicht linear und bewirkt aufgrund dieser Nichtlinearität, dass das empfangene Impuls selektiv verstärkt wird. Wie in der Abbildung 5.18 weiterhin zu sehen ist, wird das Rauschen nahezu nicht mitverstärkt. Die Tunnel-Diode wird bevorzugt in dem dargestellten Arbeitsbereich betrieben [LIE et al., 2005]. Die Arbeitspunkteinstellung erfolgt durch eine gesteuerte Stromquelle [JANN, 2005] oder ein variables Dämpfungsglied und kann von einem Mikroprozessor überwacht werden.

- **Empfängerlayout**

Es wurde basierend auf [JANN, 2005] ein Empfängerlayout erstellt. Der Empfänger besteht hauptsächlich aus einem Detektor (Tunnel-Diode) und einem Komparator. Die Arbeitspunkteinstellung der Tunnel-Diode erfolgt durch eine gesteuerte Stromquelle. Die Tunnelodiode ist ladungsempfindlich. Wird sie von einem Strom $i(t)$ durchflossen, dann triggert (leitet) sie sofort, wenn die aufgesammelte elektrische Ladung Q eine Schwelle $q_{Schwelle}$ überschreitet [FONTANA, 2001].

$$Q = \int_0^t i(t) du = \int_0^t (s(t) + n(t)) du = \int_0^t s(t) du + B_t \geq q_{Schwelle} \quad (5.7)$$

$i(t)$ setzt sich zusammen aus dem Signalanteil $s(t)$ und dem Rauschanteil $n(t)$

Mathematisch gesehen gibt es eine große Ähnlichkeit zwischen einer lichtempfindlichen Photodiode und der (elektronenempfindlichen) Tunnelodiode [FONTANA, 2001]. Um zu verhindern, dass während der Sendepausen der Rauschanteil allein die Tunnelodiode triggert, soll die Diode regelmäßig geerdet werden. Auch unmittelbar nach Detektion eines Signals muss die Diode geerdet werden.

5.7 Fazit

Aufgrund des hohen Anspruchs an das zeitliche Verhalten der Bauteile gestaltete sich der Aufbau des Prototyps mit kommerziell erhältlichen Bauteilen äußerst schwierig und wurde aufgegeben. Nicht zuletzt wegen des engen Zeitrahmens des Projektes wurde sich mit der UWB-Technologie verschiedener Hersteller auseinandergesetzt und Kontakte zu diesen geknüpft. Dabei stellte es sich heraus, dass es zur Zeit nur sehr wenige Anwendungen gibt, die die UWB Technologie nutzen. In den meisten Fällen stammen sie aus dem militärischen Bereich und beschränken sich auf Radarsysteme. Die meisten Anwendungen haben die Prototypentwicklungsphase noch nicht verlassen. Dennoch haben manche Unternehmen das Potenzial von UWB bereits erkannt und mit der Entwicklung von Chipsätzen längst begonnen.

Kapitel 6

Aufbau des UWB Positionierungssystems

Basierend auf den gewonnenen Erkenntnissen, wird hier der Aufbau des entwickelten Positionierungssystems, dessen Architektur in Abbildung 6.1 skizziert ist, präsentiert.

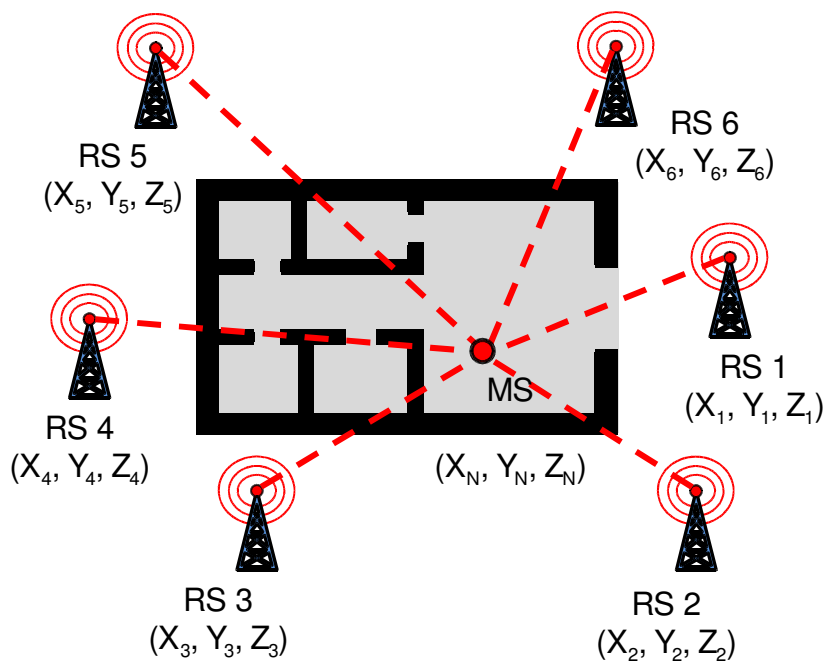


Abbildung 6.1: Systemarchitektur des UWB-ILPS

Das System besteht aus mehreren UWB-Transceivern, welche mit Hilfe der Laufzeitmessung von UWB-Impulsen die Bestimmung der Raumstrecken zwischen den Geräten ermöglichen. Anhand der Distanzen zwischen den Referenzstationen (RS) mit bekannten Koordinaten (X_i, Y_i, Z_i) und einer Mobilstation (MS), deren Koordinaten (X_N, Y_N, Z_N) gesucht werden, lässt sich die unbekannte Position der MS über einen *räumlichen Bogenschnitt* (Trilateration) bestimmen. Zur Ermittlung des Auf-

nahmeortes sowie der Stellung einer Digitalkamera im Raum wird die MS mit zwei UWB-Antennen ausgestattet, die an den Enden einer Basis mit bekannter Länge angebracht sind und in deren Mitte die Kamera fest montiert ist (Abbildung 6.2).

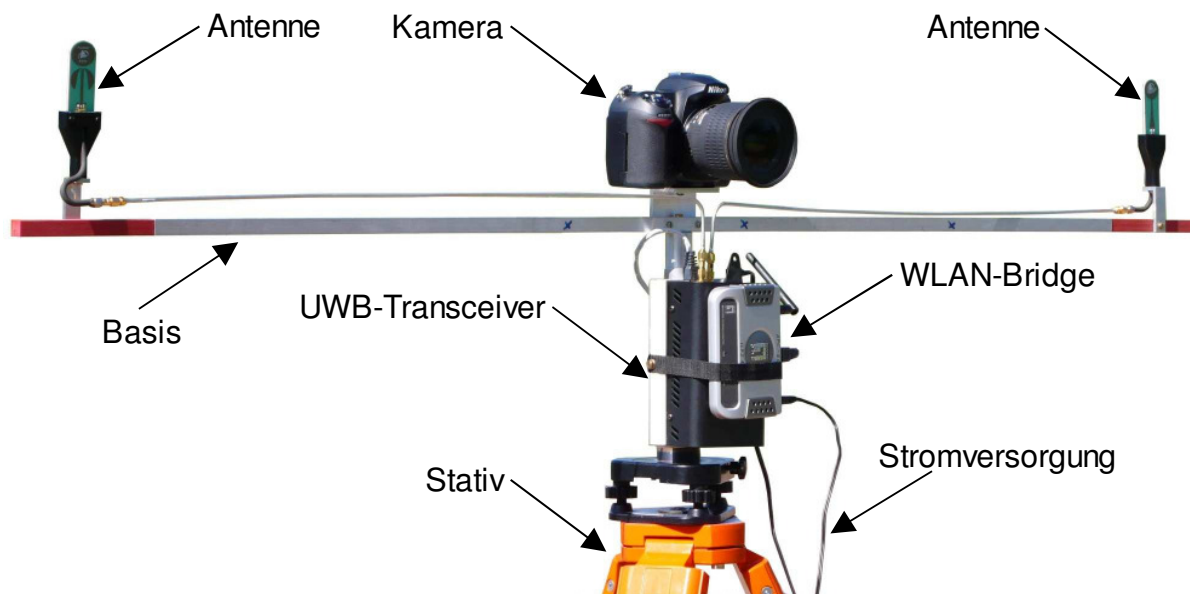


Abbildung 6.2: Messungsaufbau zur Bestimmung der Kameraorientierung

Derart wird sequentiell die Position der beiden Antennen ermittelt, so dass sich aus den beiden Positionsbestimmungen bereits vier Freiheitsgrade (drei Koordinatenwerte und ein zwei Rotationswinkel) der Kameraaufnahmen bestimmen lassen. Für die Bestimmung der Drehung wird ein Neigungssensor verwendet. Im Folgenden wird jedoch nur auf die Positionierung einer Antenne eingegangen, da der Vorgang für die zweite Antenne identisch verläuft.

Im Laufe dieses Kapitels werden die Hardwarekomponenten einschließlich des Echtzeitbetriebssystems VxWorks erklärt. Danach wird die Netzwerkarchitektur des Gesamtsystems und die Softwarearchitektur des Positionierungssystems incl. aller Komponenten erläutert.

6.1 Hardware Komponenten

Das wichtigste Bauteil jedes UWB-Transceivers ist der eingebaute UWB-Chipsatz, der das Versenden und Empfangen von UWB-Signalen nach der Pulsmethode (Impulse Radio, IR) erlaubt. Der UWB-Chipsatz wird in den nächsten Jahren verstärkt eingesetzt werden und womöglich in noch kompakterer Form zur Verfügung stehen. Der vorliegende Chipsatz weist folgende Kenngrößen auf:

- Pulswiederholrate : 9,6 MHz
- Frequenzband : 3,2-6,3 GHz
- Sendeleistung: 50 μ W (-12,8 dBm)
- Abmessungen : 9 cm x 13,5 cm x 1 cm
- Schnittstellen: Ethernet, RS232 , SPI (Serial Peripheral Interface).

Für die Entwicklung des Positionierungssystems wurden insgesamt acht Transceiver mit dem oben beschriebenen Chipsatz beschafft.

Allgemeine Beschreibung des Transceivers:

Das Kernstück des Transceivers ist das integrierte UWB-Modul. Dieses Modul stellt die physikalische Schicht des UWB-Systems dar. Es ermöglicht die Realisierung einer Vielzahl von Anwendungen einschließlich Datenkommunikation, Streckenmessungen, bistatischen und monostatischen Radar.

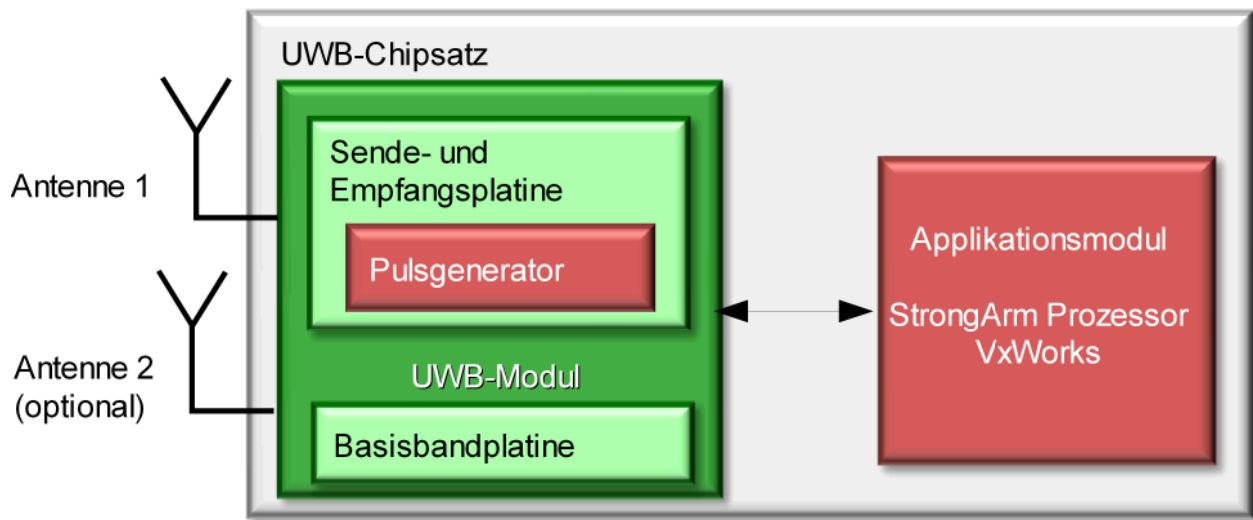


Abbildung 6.3: Blockschaltbild des UWB-Transceivers

An das UWB-Modul angeschlossen ist die Sende- und Empfangsantenne, wobei es möglich ist, auch zwei Antennen zu verwenden (Abbildung 6.3). Das am UWB-Modul angeschlossene Applikationsmodul besteht aus einem Strongarm Prozessor mit dem Echtzeitbetriebssystem **VxWorks**, so dass eingebettete Echtzeitanwendungen, die das UWB-Modul steuern, installiert werden können.

6.2 Das Echtzeitbetriebssystem VxWorks

Voraussetzung für den effektiven Betrieb des UWB-Transceivers ist, dass jede potentielle Anwendung von UWB, sei es Datenkommunikation, Radar oder Streckenmessungen, stabil laufen soll. Des Weiteren setzen die strikten Zeitvorgaben eine schnelle Reaktionszeit des Transceivers auf äußere und innere Ereignisse im System voraus. Solche Ereignisse können beispielsweise sein: Empfang einer UWB-Welle, Erstellung einer TCP/IP Verbindung, Ablauf einer timeout, Ankommen von Sensordaten. Aufgrund dieser Anforderungen kommt nur ein Echtzeitbetriebssystem im UWB-Transceiver in Frage. Echtzeitbetriebssysteme (Real Time OS⁵) sorgen dafür, dass mehrere Programme quasi-parallel ablaufen können (Multitasking) und dass dabei die Zeitbedingungen exakt eingehalten werden [SCHLEMMER, 1998]. Der Begriff „Echtzeit“ ist nicht mit hoher Rechenleistung der unterliegenden Hardware gleichzusetzen. Vielmehr ist Echtzeit als **rechtzeitig** zu verstehen [SCHOLZ, 2005].

⁵OS: Operating System

Ein sehr wichtiger Bestandteil der Entwicklung ist das Betriebssystem VxWorks der Firma WindRiver Systems. Es ist ein für Echtzeitaufgaben optimiertes Betriebssystem, das für verschiedene Prozessoren verfügbar ist. Zurzeit ist VxWorks das meist verwendete und führende Echtzeitbetriebssystem weltweit. Die berühmteste Anwendung von VxWorks ist der Roboter „Pathfinder“, den die NASA auf den Planeten Mars geschickt hat [WINDRIVER, 2008]. VxWorks ist ein sehr flexibles Betriebssystem, denn es ermöglicht dem Benutzer, es an seine Anwendung anzupassen. So können z.B. bestimmte Ressourcen und Funktionalitäten nach Bedarf hinzugefügt oder ausgeschlossen werden. Das Echtzeitbetriebssystem VxWorks verfügt über zahlreiche Funktionalitäten, die im Folgenden kurz beschrieben werden.

6.2.1 Multitasking

Ein Programm lastet den Prozessor niemals zu 100% aus. So zum Beispiel bleibt der Prozessor inaktiv, wenn er auf das Schreiben oder Lesen von Daten wartet. Die Idee vom Multitasking ist, den Prozessor während der Zeit, in der er unbeschäftigt bleibt, anderen Programmen zuzuweisen. VxWorks ist ein Multitasking-Betriebssystem, das mehrere unabhängig ausführbare Programmteile, genannt *Tasks*, verwalten kann. Jede Task benötigt Systemressourcen, wie z.B. Rechenzeit oder Speicherplatz.

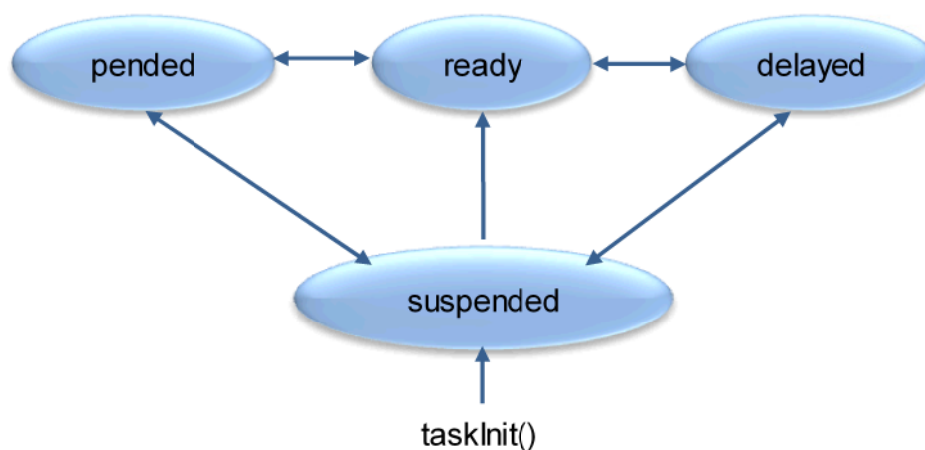


Abbildung 6.4: Übergangsdiagramm einer Vxworks Task [WINDRIVER, 1999]

Eine Task kann folgende Zustände annehmen [WINDRIVER, 1999]:

- **READY:** Task wartet auf keine anderen Ressourcen als auf die CPU-Zuteilung.
- **PENDED:** Task ist aufgrund von Nichtverfügbarkeit einer Ressource blockiert.
- **DELAYED:** Task "schläft" für eine definierte Zeit.
- **SUSPENDED:** Hierbei handelt es sich um einen zweitrangigen Zustand, der zum Debuggen eingesetzt wird. Nach der Erzeugung mit der Funktion `taskInit()` geht die Task in den "suspended" Zustand.

In Abbildung 6.4 sind diese vier Zustände in Form eines Übergangsdiagramms dargestellt.

Der Begriff Multitasking suggeriert, dass die Tasks gleichzeitig ablaufen. In der Tat laufen die Tasks jedoch auf der Grundlage eines Scheduling-Algorithmus (Programmplaner) nacheinander. Hierfür

werden den Tasks Prioritäten und Zustände zugeordnet. Dieses Scheduling ist präemptiv. Dies bedeutet, dass wenn eine Task eine höhere Priorität als die aktuelle und bereits laufende Task hat, speichert der Kernel den Kontext der aktuellen Task und schaltet in den Kontext der hochpriorisierten Task.

6.2.2 Kommunikation zwischen den Tasks

Für die Programmierung des UWB-Transceivers ist ein ständiger Informationsaustausch zwischen verschiedenen Tasks notwendig. Für die Kommunikation zwischen den Tasks werden drei Hilfsmittel verwendet: Kommunikation über den gemeinsamen Speicher, Semaphoren und Nachrichtenwarteschlangen (Message Queues).

Kommunikation über gemeinsamen Speicher

Die einfachste Methode zur Realisierung der Kommunikation ist die Benutzung eines gemeinsamen Speicherbereichs. Der Zugriff auf den gemeinsamen Speicherbereich wird über globale Variablen geregelt. Nachteile dieser Methode sind das Fehlen der Signalisierung bei Eintreffen eines neuen Wertes und die Zugriffskontrolle, die möglicherweise zur Korruption der Daten führen kann.

Nachrichtenwarteschlangen

In VxWorks zählen Nachrichtenwarteschlangen zu den primären Werkzeugen der Intertask-Kommunikation. Die Tasks können über eine Warteschlange Nachrichten austauschen. Eine bidirektionale Kommunikation zwischen zwei Tasks erfordert dabei in der Regel zwei Nachrichtenwarteschlangen, für jede Richtung jeweils eine.

Semaphore

„Semaphore erlauben den Multitasking-Anwendungen ihre Aktivitäten zu koordinieren. Semaphore funktionieren dabei ähnlich wie Schlüssel: für das geschützte Betriebsmittel (z.B. eine Variable) gibt es nur eine begrenzte Anzahl an Schlüsseln. Nur Besitzer des Schlüssels können auf die Variable zugreifen. Die Schlüssel können von den einzelnen Prozessen angefordert und sollten möglichst bald wieder zurückgegeben werden“ [BUCKL, 2008].

6.2.3 Interrupts

Neben dem Task-Konzept unterstützt das Echtzeitbetriebssystem VxWorks auch die Ausführung von Unterroutrinen beim Auftreten bestimmter externer Ereignisse (z.B. Sensor hat etwas detektiert) durch Interrupts.

6.2.4 Die Entwicklungsumgebung Tornado

Tornado ist eine Entwicklungsumgebung (Integrated Development Environment, IDE) für VxWorks. Tornado besteht aus einer Reihe von Software-Komponenten, die auf dem Entwicklungsrechner (Host) laufen und mit VxWorks auf dem Zielrechner (Transceiver) kommunizieren können. Mit anderen Worten kann auf dem Host die Entwicklung der Software (Codierung, Compilierung, Debugging, Simulation ...) stattfinden. Diese Vorgehensweise der Programmentwicklung wird Cross-Entwicklung genannt (Abbildung 6.5).

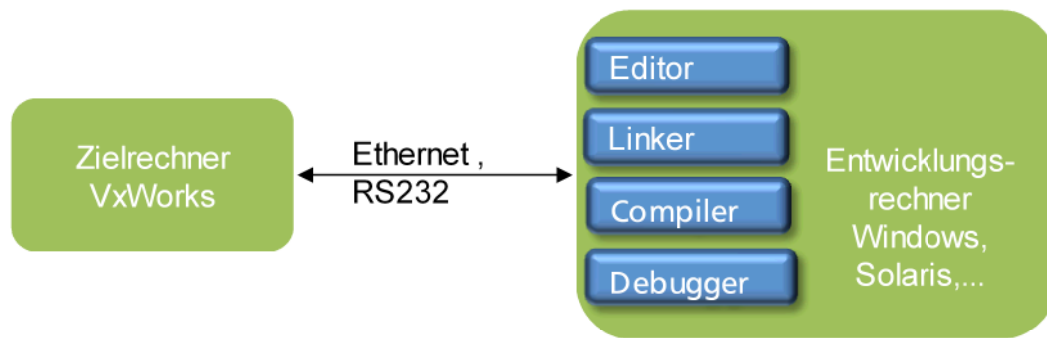


Abbildung 6.5: Prinzip der Cross-Entwicklung [WINDRIVER, 1999]

6.3 Netzwerkarchitektur des Gesamtsystems

Damit die Kommunikation über die UWB-Schnittstelle möglich wird, sind die Transceiver (Stationen) des UWB-ILPS in einer beschränkten *Mesh-Topologie* organisiert (Abbildung 6.6).

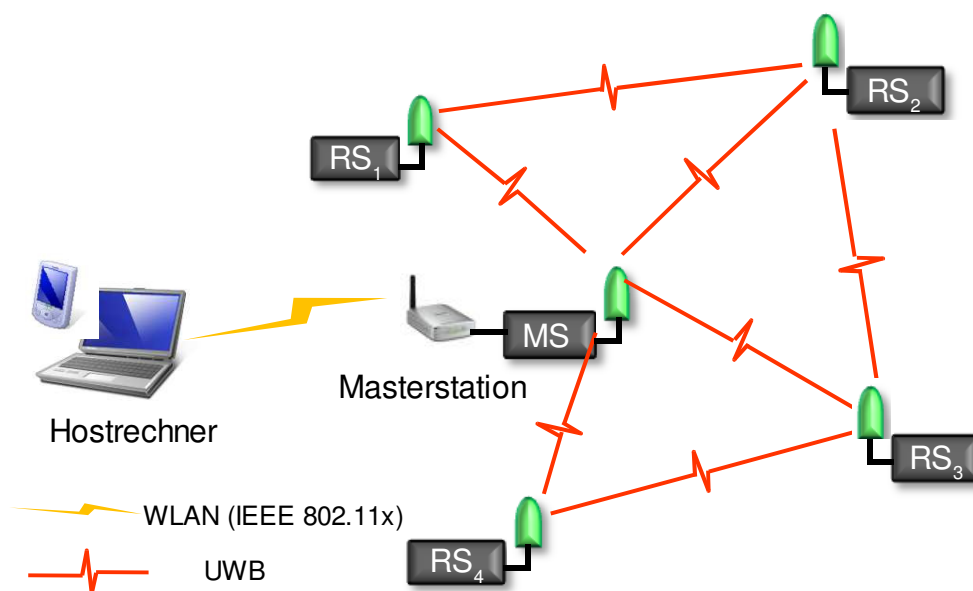


Abbildung 6.6: Netzwerkarchitektur des UWB-ILPS

Dies bedeutet, dass die Stationen direkt untereinander kommunizieren können, allerdings unter Aufsicht eines Koordinators. Der Koordinator (PC oder PDA) ist der Master des Netzwerks, er übernimmt die Aufgaben der Steuerung, Konfiguration der Stationen, die Netzüberwachung und die Positionsberechnung. Da der Hostrechner keine UWB-fähige Netzwerkkarte besitzt, erfolgt die Kommunikation über ein drahtloses Funknetz (WLAN) nach IEEE 802.11x. Dazu stellt der Hostrechner, ausgestattet mit einem WLAN-Adapter, eine Verbindung mit einem der UWB-Transceiver her, der seinerseits mit einer WLAN-Bridge ausgestattet ist (Abbildung 6.7). Dieser Transceiver operiert damit als *Masterstation* im UWB-Netzwerk.

Aufgrund der späteren Anwendung (Positionierung einer Kamera auf einer Baustelle), die das UWB-ILPS unterstützen soll, ist die Wahl auf die Mobilstation gefallen. Mit anderen Worten ist die Mobilstation mit dem Koordinator (PC oder PDA) über TCP/UDP verbunden und spielt die Rolle eines Vermittlers und einer Datensenke zugleich, während die UWB-Transceiver untereinander direkt über die UWB-Schnittstelle kommunizieren.



Abbildung 6.7: UWB-Transceiver mit aufgesetzter WLAN-Bridge

6.4 Softwarearchitektur des UWB-ILPS

Zur Durchführung von Streckenmessungen mit anschließender Positionierung werden im UWB-ILPS zwei Typen von Softwareapplikationen verwendet:

- Hostanwendung auf dem Koordinator-Rechner,
- Eingebettete Echtzeitanwendung im Applikationsmodul des Transceivers.

Das Konfigurieren und Steuern der Transceiver, das Initiieren der Messung sowie die anschließende Positionsrechnung erfolgt in der Hostanwendung auf dem Koordinator-Rechner (Laptop/PDA). Die eingebettete Anwendung auf den Transceivern übernimmt dagegen die eigentliche Distanzmessung zwischen den Geräten. In der Masterstation operiert dabei ein erweiterter Task, da jener zusätzlich die Schnittstelle zum Koordinator-Rechner enthält und somit die Steuer- und Kommunikationsbefehle verarbeiten sowie an die übrigen Transceiver verteilen muss. Abbildung 6.8 zeigt die Softwarearchitektur des UWB-ILPS.

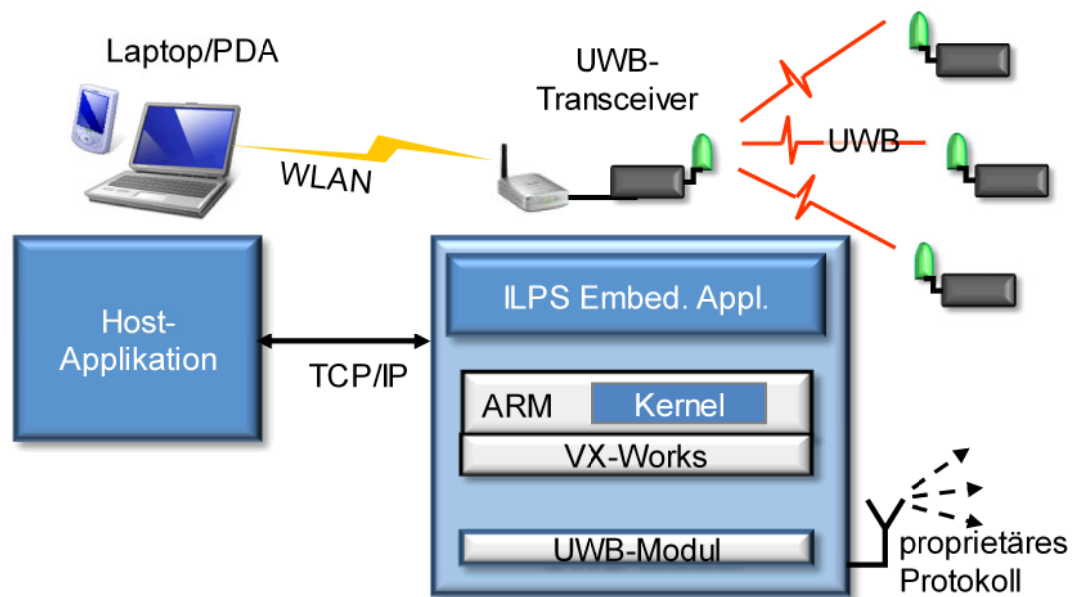


Abbildung 6.8: Softwarearchitektur des UWB-ILPS

6.5 Eingebettete Applikation

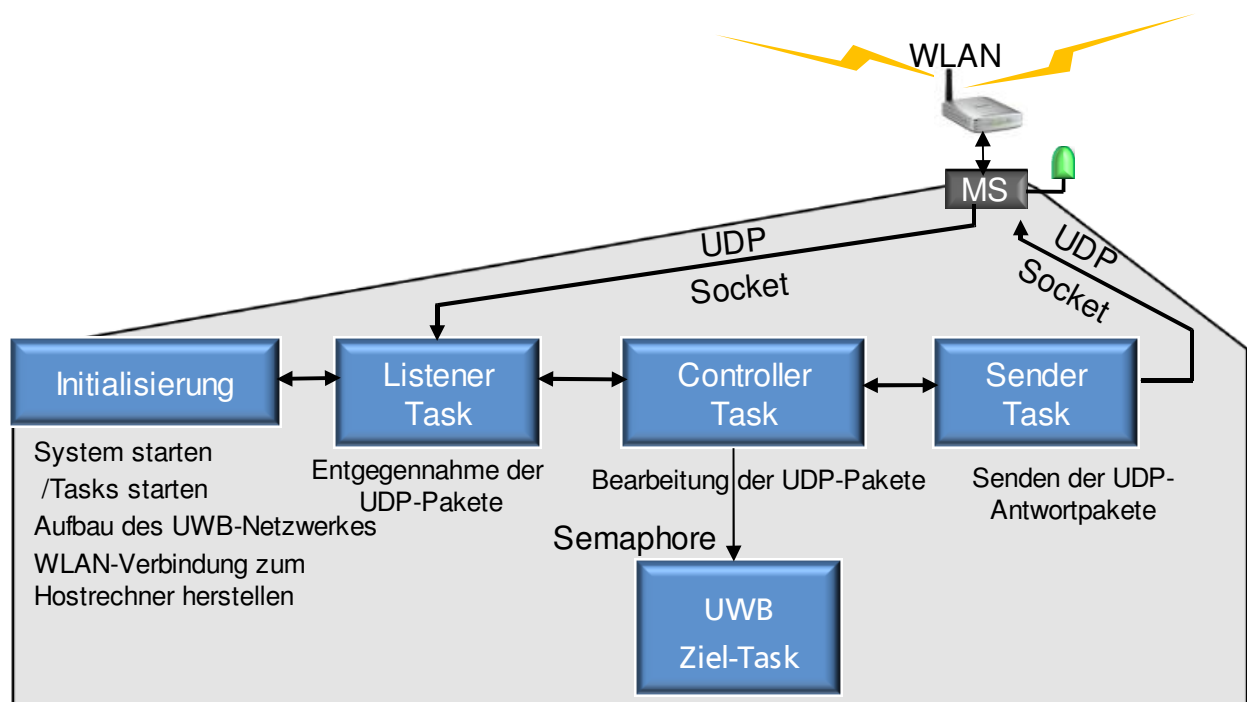


Abbildung 6.9: Darstellung der Tasks der eingebetteten Applikation

Die eingebettete Applikation wurde mit der IDE Tornado entwickelt. Sie nutzt das Multitasking-Prinzip, das präemptive Scheduling, Nachrichtenwarteschlangen und Semaphore (vgl. Kap. 6.2). Sie kommuniziert mit der Außenwelt über die Netzwerk-Schnittstelle oder die UWB-Schnittstelle. Es wurden zwei getrennte eingebettete Applikationen entwickelt. Die erste Applikation ist für die Mo-

bilstation entwickelt worden. Sie ist mit Netzwerkfunktionalitäten versehen worden, um mit dem Koordinator über WLAN kommunizieren zu können. Die zweite Applikation wurde für die Referenzstationen entwickelt. Nach der Hardware-Initialisierung werden hauptsächlich verschiedene Vx-Work-Tasks mit unterschiedlichen Prioritäten erzeugt (Abbildung 6.9). Eine UWB-Task ist als Haupt-Task für Streckenmessungen, Konfiguration des Transceivers und Kommunikation über die UWB-Schnittstelle verantwortlich. Die UWB-Task kann sich u.a. entweder im Ruhezustand, im Requester- bzw. Responder-Zustand, im Konfigurationsmodus oder im Nachrichtenweitergabe-Zustand befinden. Wenn sich die Task im Ruhezustand befindet, wird diese einfach für 500ms „schlafen“ und wieder aufgeweckt, um zu sehen, ob ihr eine neue Aufgabe zugewiesen wurde. Wenn die Task im Requester-Zustand ist, wird sie immer wieder Streckenmessungspakete schicken. Wenn die Task in Responder-Modus ist, dann lauscht sie nach UWB-Paketen, dekodiert sie und führt die Aufgabe aus, die ihr im Paket zugewiesen worden ist. Andere VxWorks Tasks sind für die Entgegennahme und Bearbeitung von UDP-Paketen verantwortlich (vgl. Kap. 6.7.2).

6.6 Streckenmessung zwischen zwei Transceivern

Die eingesetzten UWB-Transceiver ermitteln die Distanz zwischen zwei Geräten nach dem Time-of-Arrival (TOA)-Prinzip, bei dem die Distanz zwischen Sender und Empfänger anhand der Laufzeit und der Ausbreitungsgeschwindigkeit der ausgesendeten elektromagnetischen Impulse ermittelt wird. Beim ursprünglichen TOA-Verfahren wird die Distanz einfach gemessen, da ein Signal beim Sender ausgesendet und beim Empfänger empfangen sowie ausgewertet wird. Dazu müssen jedoch Sender und Empfänger zeitlich synchronisiert sein. Bei den vorliegenden Transceivern erfolgt dagegen die Messung der Distanz im Hin- und Rückweg (der Empfänger dient als eine Art Reflektor), wodurch eine gemeinsame (hochgenaue) Zeitbasis für Sender und Empfänger entfällt (*Time-of-Flight*, TOF). Die Reflektorstationen operieren dabei als aktive Repeater, d.h. sie senden das empfangene Signal nach einer ermittelten Zeitverzögerung an den Transceiver zurück.

Die Ermittlung der Laufzeit eines UWB-Signals zwischen zwei Transceivern nach dem TOF-Verfahren erfolgt mit zwei Messungen, einer Grob- und einer Feinmessung.

6.6.1 Grobmessung

Während der Streckenmessung ist der erste Transceiver als Requester und der zweite als Responder zu konfigurieren. Der Requester sendet ein Requester-Paket und speichert dabei seine momentane Zeit T_1 . Der Responder antwortet nach erfolgreicher Synchronisation mit einem Responder-Paket zurück und sendet dabei seine Bearbeitungszeit $\Delta T = T_3 - T_2$ mit. Der Requester synchronisiert sich mit dem Responder und speichert erneut seine momentane Zeit T_4 (s. Abbildung 6.10).

Die doppelte Laufzeit T_0 zwischen den Transceivern ergibt sich daraus zu:

$$T_0 = T_4 - T_1 - \Delta T \quad (6.1)$$

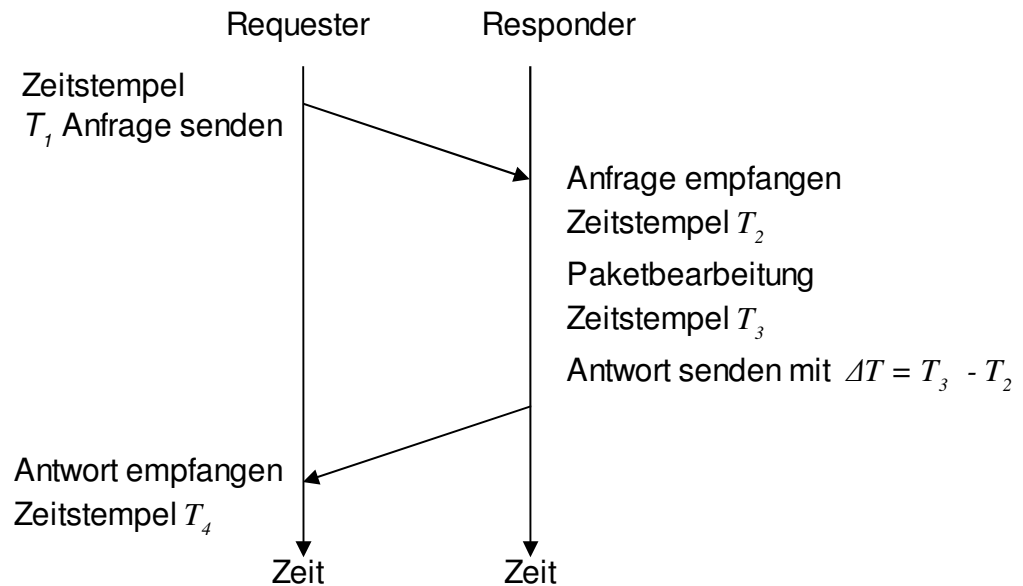


Abbildung 6.10: Prinzip der groben Zeitmessung

6.6.2 Feinmessung

Für eine exakte Bestimmung der TOF-Zeit des Signals müssen jedoch weitere Korrekturen an der in der Grobmessung bestimmten Laufzeit angebracht werden.

Innere elektrische Verzögerung: Das ist die Zeit zwischen der Erzeugung des Pulses bis zum Verlassen der Antenne. Da diese Zeit nicht konstant, sondern temperaturabhängig ist, muss sie vor jedem Sendevorgang bestimmt werden.

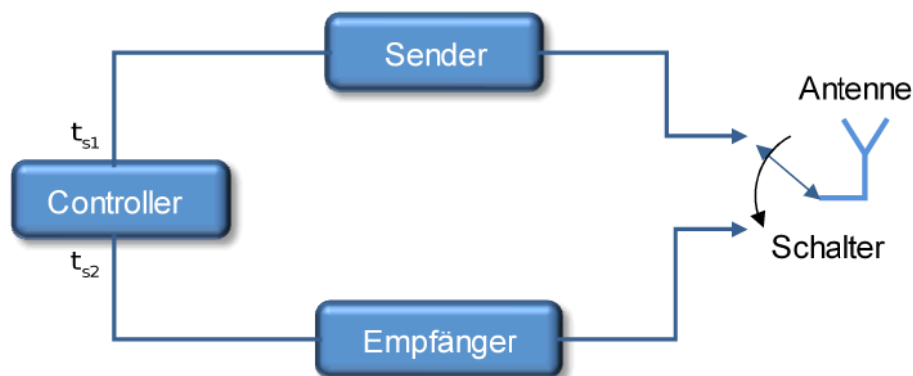


Abbildung 6.11: Messung der inneren elektrischen Verzögerung

Die Kalibrationsmethode zur Bestimmung der inneren Verzögerung wird folgendermaßen realisiert: Unmittelbar nach dem Senden des Pulses wird der Schalter (Abbildung 6.11) auf den Empfang zurückgestellt. Da die Antenne nicht vollständig angepasst sein kann, wird der Puls teilweise zurückreflektiert. Der reflektierte Teil gelangt dann zum Empfänger und löst die Zeitmessung aus. Die innere elektrische Verzögerung Δt_s ist dann:

$$\Delta t_s = \frac{t_{s2} - t_{s1}}{2} \quad (6.2)$$

Akquisitionszeit: Zu Beginn jedes gesendeten UWB-Pakets wird eine Akquisitionspräambel gebildet. Die Akquisitionspräambel ist eine Sequenz von Impulsen, die die Synchronisation zwischen Sender und Empfänger ermöglicht. Die Zeit t_{Ak} zur Erzeugung der Präambel wird Akquisitionszeit genannt.

Vorderflanke des Empfangssignals: Bei der groben Laufzeitmessung wird nur der Zeitpunkt der Detektion des vom Korrelator demodulierten Signals benutzt. Dieses detektierte Signal kann sowohl vom direkten Signal zwischen Sender und Empfänger als auch von einem Mehrwegesignal stammen. Um das Problem der Mehrwegausbreitung (Multipath) zu lösen, wird das gesamte Empfangssignal mit einer einstellbaren zeitlichen Auflösung abgetastet. Dafür können parallel weitere Korrelatoren verwendet werden. Zum Erkennen der Vorderkante des Abtastsignals wird das abgetastete Signal mit einem Flankenerkennungsalgorithmus (Leading Edge Detection, LED) verarbeitet, so dass die Flankenkorrektur t_V ermittelt werden kann. (Abbildung 6.12).

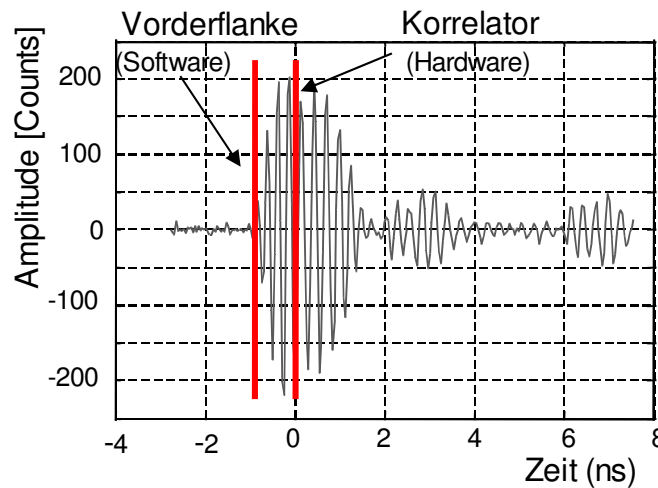


Abbildung 6.12: Bestimmung der Vorderflanke des Empfangssignals

6.6.3 Korrektur der Zeitmessung

Nach Ermittlung der Korrekturen kann die endgültige Bestimmung der Laufzeit T zwischen Requester und Responder nach folgender Gleichung durchgeführt werden:

$$T = \frac{T_0 - t_{Ak} - \Delta t_{1s} - \Delta t_{2s} - t_{1V} - t_{2V}}{2} \quad (6.3)$$

T_0 : unkorrigierte doppelte Laufzeit aus der Grobmessung

t_{Ak} : Akquisitionszeit

Δt_{1s} und Δt_{2s} : Innere elektrische Verzögerung beim Requester und Responder.

t_{1V} und t_{2V} : Korrekturen aus der Erkennung der Vorderflanken im Requester und Responder.

6.7 Kommunikation im UWB-ILPS

Zur Steuerung der Transceiver und zum Datenaustausch wurde ein Kommunikationskonzept implementiert. Das Konzept sieht vor, dass über entsprechende Kommunikationsprotokolle *Daten-* und *Steuerpakete* zwischen den Transceivern bzw. zwischen Transceiver und Host-Applikation ausgetauscht werden.

6.7.1 Kommunikation über die UWB-Luftschnittstelle

Der Informationsaustausch über die UWB-Luftschnittstelle zwischen den Transceivern findet unter Verwendung von Paketen statt. Ein Ausschnitt der zu erstellenden Pakete ist im folgenden Bild dargestellt (Abbildung 6.13).



Abbildung 6.13: Ein Ausschnitt des zu erstellenden UWB-Paketes

Die ersten Blöcke im Paket (Header) dienen der Adressierung, so dass der Transceiver frühzeitig erkennt, ob ein Paket für ihn bestimmt ist, um welchen Pakettyp es sich handelt (Requestpaket, Responsepaket etc.) und welche Task (Applikationstyp) angesprochen wird. Die darauffolgenden Felder enthalten die eigentlichen Parameter des jeweiligen Steuerbefehls. Im Allgemeinen sind die Transceiver im Ruhezustand und lauschen durch die UWB-Schnittstelle auf Pakete. Wenn das Paket eine Anforderung zur Streckenmessung oder zur Kommunikation beinhaltet und die enthaltene Zieladresse mit der Transceiver-Adresse übereinstimmt, dann antwortet der Transceiver auf diese Anfrage.

6.7.2 Kommunikation über die Netzwerkschnittstelle

Neben der Kommunikation zwischen den Tasks, die auf dem Transceiver laufen, können die Tasks innerhalb des Netzwerks mit der Koordinator-Applikation kommunizieren. Ein Schlüsselement für den Informationsaustausch zwischen der Embedded Applikation und der Koordinator Applikation sind Sockets. VxWorks unterstützt zwei Arten von Sockets: verbindungsorientierte Sockets (Transmission Control Protocol, TCP) und die Datagram Sockets (User Datagram Protocol, UDP). Bei der Kommunikation über TCP bauen zwei Sockets eine Verbindung auf und können die Daten in beide Richtungen verschicken. Vergleichbar damit wäre eine Telefonverbindung. Bei UDP dagegen wird keine Verbindung aufgebaut, sondern die Daten werden in getrennten und individuell adressierten Paketen, die Datagram heißen, verschickt. UDP wird meistens für Echtzeitanwendung eingesetzt und wurde aus diesem Grund für das UWB-ILPS genommen. Da der Empfang des Pakets nicht quit-

tiert wird, wird jedem Paket eine Redundanz in Form von einer zyklisch polynomischen Prüfsumme mit einer Länge von 32-Bit (CRC-32) hinzugefügt.

UDP-Pakete

Für die Kommunikation über die Netzwerkschnittstelle wurden verschiedene Pakete zwischen der eingebetteten und der Host-Applikation (vgl. Kap. 6.8) vereinbart, von denen beispielhaft die folgenden genannt seien:

- StopPacket: stoppt den Transceiver.
- ParamsGetPacket: fragt die aktuellen Parameter des Transceivers ab.
- ParamsSetPacket: setzt die Parameter des Transceivers.
- RangingStartPacket: startet eine Streckenmessung.
- DistanceInfoPacket: enthält die Messstrecke und weitere Parameter wie beispielsweise die Signalleistung.
- ScanInfoPakete: enthalten die Abtastwerte der UWB-Welle.
- CalDCPacket: fordert den Transceiver zum Ausführen der Kalibrierungsroutine auf.

Als Beispiel für ein UDP-Paket ist in Tabelle 6.1 der Aufbau des RangingStartPackets dargestellt.

	Parameter	Daten-Typ	Definition
0	RangingStart (0xB)	Unsigned Byte	Definiert den Pakettyp
1	requester-ID	Unsigned Byte	Nummer des Requesters
2	responder-ID	Unsigned Byte	Nummer des Responders
3	numRuns	Signed Integer	Maximale Anzahl der zu sendenden Messanforderungen
4	checksum	Unsigned Integer	Prüfsumme für das gesamte Paket

Tabelle 6.1: Felder eines RangingStart-Pakets

6.8 Host-Applikation

Mit der Host-Applikation werden alle Transceiver kalibriert, konfiguriert, gesteuert, überwacht und die Positionsberechnungen durchgeführt. Für Testzwecke wurden zuerst die entsprechenden Mess- und Steuerungsprogramme mit C++ und Matlab erstellt. C++ erleichtert die Kommunikation mit der eingebetteten Applikation auf den Transceivern, da diese Applikationen auch in C++ geschrieben wurden. Die Host-Applikation auf dem Kontrollrechner wurde anschließend in die Programmiersprache Java umgesetzt. Die Host-Applikation kann entweder auf einem PC bzw. Laptop oder als „echte“ mobile Anwendung auf einem PDA betrieben werden. Über eine interaktive grafische Benutzeroberfläche (Graphical User Interface, GUI) steuert der Benutzer die Anwendung (Abbildung 6.14).

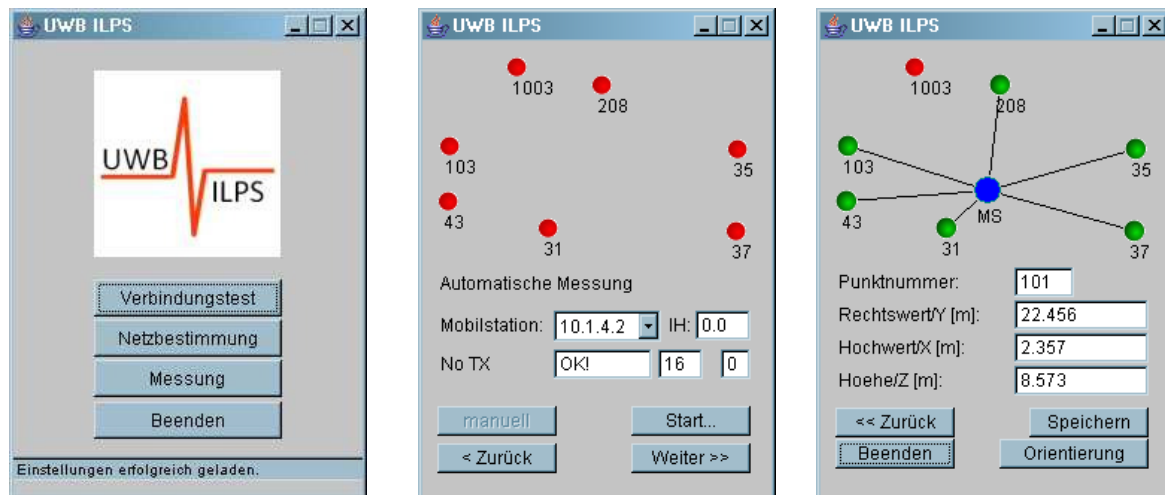


Abbildung 6.14: Grafische Benutzeroberfläche der Host-Applikation [BLANKENBACH et al., 2008]

Die Anwendungslogik der Host-Applikation wird durch drei Hauptmodule repräsentiert (Abbildung 6.15):

- **UWB-Calc:** Das UWB-Calc übernimmt die Aufgaben der Messdatenfilterung, Vorauswertung sowie Positionsrechnung,
- **UWB-Radio:** Im UWB-Radio-Modul werden die Steuerpakete zur Kommunikation mit den UWB-Transceivern erzeugt. Dazu werden eigene Datentypen durch Bitmanipulation in Java erzeugt, die von der eingebetteten Transceiver-Anwendung dekodiert werden können [KASMI, 2008].
- **UWB-Net:** Das UWB-Net verwaltet die Kommunikation zwischen dem Koordinator und der Masterstation einerseits und zwischen den Transceivern andererseits.

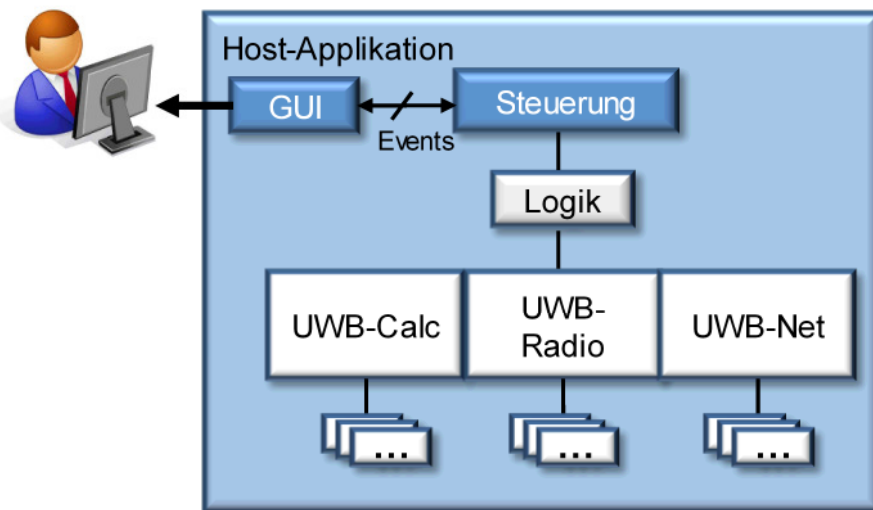


Abbildung 6.15: Aufbau der Host-Applikation auf dem Koordinator-Rechner [BLANKENBACH et al., 2008]

Der Anwendungsablauf zur Positionierung gestaltet sich damit folgendermaßen: [BLANKENBACH et al., 2008]

1. Beim Einschalten des Hostrechners und der UWB-Transceiver wird zunächst automatisch das Netzwerk initiiert. Dabei wird zudem über eine vordefinierte WLAN-Verbindung der Kontakt zwischen Hostrechner und Masterstation hergestellt.
2. Beim Starten der Host-Applikation wird als initialer Schritt eine zentrale Steuerdatei eingelesen, wodurch sämtliche Anwendungsparameter sowie die 3D-Koordinaten der Referenzstationen festgelegt werden.
3. Nachdem die Host-Applikation gestartet ist, kann der Anwender den Messmodus über die GUI auswählen. Hier wird vor Beginn der Messung eine Station als Mobilstation (i.d.R. die Masterstation) ausgewählt sowie weitere Parameter (z.B. Aufbauhöhe) eingegeben. Anschließend kann der nächste Schritt im Messungsvorgang per Knopfdruck eingeleitet werden.
4. Vor der Messung der Distanzen erfolgt die Prüfung der Verfügbarkeit aller Referenzstationen. Es müssen mindestens drei Referenzstationen verfügbar sein, damit eine Positionsbestimmung möglich ist.
5. Ist eine ausreichende Anzahl von Referenzstationen verfügbar, erfolgt die eigentliche Messung der Raumstrecken zwischen der Mobilstation und allen verfügbaren Referenzstationen mit n Einzelmessungen. Nach jeder Messung zu einer der Referenzstationen erfolgt die Vorauswertung dieser Streckenmessung. Sind Messfehler aufgetreten oder ist die Streuung der Einzelwerte der Messreihe zu groß, wird automatisch eine Wiederholungs- bzw. Nachmessung eingeleitet.
6. Im letzten Schritt, nach der Messung und Vorauswertung aller Einzelmessungen, wird die unbekannte Position der Mobilstation über einen robusten räumlichen Bogenschnitt berechnet.

Die gesamte Messung erfolgt statisch, das heißt, die Mobilstation muss für die Dauer des Messungsvorgangs (15–30 sec) auf der unbekannten Position verbleiben.

6.9 6D-Positionsbestimmung⁶

Der zentrale Bestandteil der Softwareapplikation ist das Auswertemodul, das sämtliche Berechnungs- und Auswerteaufgaben in der Anwendung übernimmt.

6.9.1 Vorauswertung

Im Rahmen einer Vorauswertung werden die Rohdaten (Ergebnisse der Einzelmessungen) mittels robuster Datenfilterung von den Ausreißern befreit. Anschließend erfolgt die Schätzung der gemessenen Strecke zwischen MS und der jeweiligen RS als arithmetisches Mittel der gefilterten Einzelmessungen und die Berechnung der Standardabweichung der gemessenen Strecke. Ist die Streuung der Messung zu groß, so kann eine Wiederholungsmessung mit einer höheren Anzahl von Einzelmessungen erfolgen [BLANKENBACH et al., 2008].

⁶Unter 6D werden die drei Raumkoordinaten und die drei Rotationsparameter verstanden

6.9.2 Räumlicher Bogenschnitt

Die Berechnung der unbekannten Position der MS erfolgt mit Hilfe eines räumlichen Bogenschnitts (vgl. Kap. 9). Für die direkte Lösung des räumlichen Bogenschnitts sind Messungen von der MS zu exakt drei RS notwendig, wobei als Ergebnis zwei Kandidaten für die unbekannte Position existieren. Durch das Hinzunehmen einer vierten Messung oder durch Einführung einer Bedingung kann eine der Lösungen ausgeschlossen werden.

6.9.3 Orientierungsberechnung

Die Berechnung der räumlichen Orientierung der Kamera beschränkt sich derzeit auf den Winkel α , der die Rotation der Kamera um die vertikale Z-Achse beschreibt. Die beiden verbleibenden Rotationswinkel κ (Rotation um die X-Achse) und β (Rotation um die Y-Achse) können zu Null gesetzt werden, da die Kamera im vorliegenden Prototyp horizontalisiert wird, so dass keine Drehung um die X- und Y-Achse auftritt. Die Berechnung des Winkels α kann somit im lokalen kartesischen Koordinatensystem durch eine Richtungswinkelberechnung zwischen den beiden Antennenpositionen an den Enden der horizontalen Basis erfolgen. Zur Verbesserung der Praxisauglichkeit des Messsystems kann zusätzlich ein zweiachsiger Neigungssensor an die Kamera angebracht werden. Damit kann die Bedingung einer horizontalen Basis entfallen, da es möglich wird, den Drehungswinkel κ und den Neigungswinkel β der Kamera direkt zu messen.

6.9.4 Automatische Netzbestimmung

Zum Betrieb des Gesamtsystems muss zunächst eine Einmessung bzw. Positionierung der Referenzstationen (z.B. mittels Tachymeterinstrument) erfolgen.

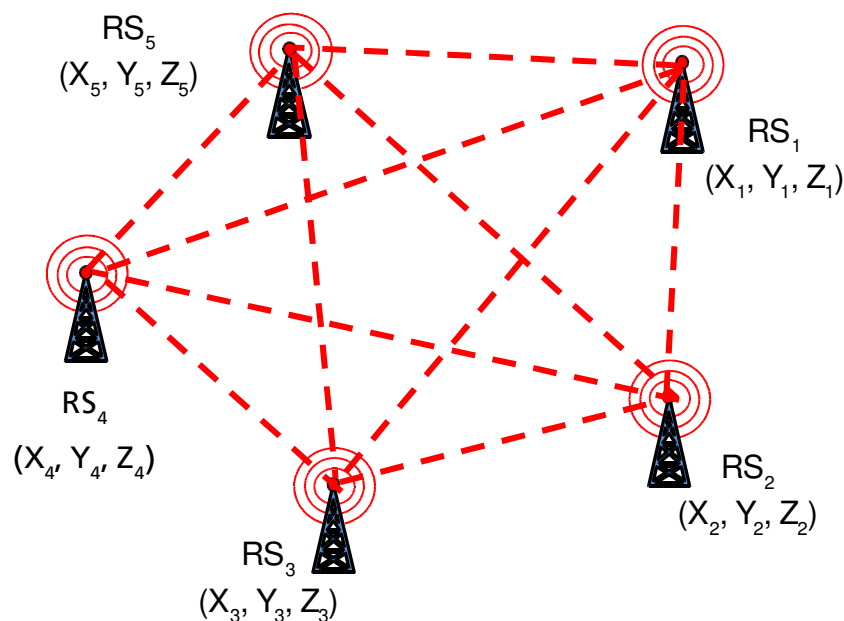


Abbildung 6.16: Streckennetz mit fünf Referenzstationen

Da sich die Positionen der Referenzstationen dem Baufortschritt anpassen müssen und es infolge des Baubetriebes zu Veränderungen der Referenzstationsstandpunkte kommen kann, ist eine regelmäßige Positionsbestimmung bzw. –überwachung der Referenzstationskoordinaten unerlässlich. Um die zeitintensiven manuellen Einmessungsarbeiten zu minimieren, wurde daher die Bestimmung der Koordinaten der Referenzstationen in Form einer *automatisierten Netzbestimmung* umgesetzt. Dazu werden vier im Zielsystem (z.B. im Baustellenkoordinatensystem) bekannte Punkte herangezogen, von denen die Raumstrecken jeweils zu allen Referenzstationen gemessen werden. Anschließend kann „rückwärts“ die unbekannte Position der Referenzstationen über die bekannten Koordinaten der Baustellenpunkte bestimmt werden. Das heißt, die Referenzstationen werden als unbekannte Stationen behandelt, die vier Punkte im Zielsystem dienen als Festpunkte. Liegen zudem Streckenmessungen zwischen den Referenzstationen in (möglichst) allen Kombinationen vor, so kann eine freie 3D-Netzausgleichung des so entstandenen räumlichen Streckennetzes (Abbildung 6.16) durchgeführt werden, bei der die direkte Bestimmung der Referenzstationskoordinaten als Näherungswerte eingehen. Nach der Initialmessung kann so die Überwachung der Referenzstationen nur durch die automatische Messung der Raumdistanzen zwischen den Referenzstationen erfolgen. Eine erneute Einmessung ist demnach nur nach dem Umstellen einer oder mehrerer Referenzstationen notwendig, wobei nur die jeweils veränderten Stationen neu zu koordinieren sind. Die Selbstkalibrierung kann zudem genutzt werden, um den Status einer Referenzstation in regelmäßigen Abständen zu überprüfen. So kann im Gesamtsystem ein ausgefallener oder nicht erreichbarer UWB-Transceiver frühzeitig detektiert werden [BLANKENBACH et al., 2008].

6.10 Fazit und Ausblick

Es wurde ein UWB Positionierungssystem aufgebaut. Das System besteht hauptsächlich aus zwei Softwarekomponenten, aus einer eingebetteten Echtzeitanwendung im Applikationsmodul des UWB-Transceivers und einer Hostanwendung auf dem Koordinator-Rechner.

Ein besonderer Vorteil des entwickelten Systems liegt darin, dass während der Streckenmessung die Übertragung von Daten ermöglicht wird. Aus einem Positionierungssystem entsteht dank des verwendeten UWB-Verfahrens ein abhörsicheres Kommunikationssystem.

Neben den zahlreichen Vorteilen, die das UWB-Verfahren bietet, sind momentan relativ große Akquisitionzeiten, die bis zu einigen Millisekunden betragen können notwendig. Dies wurde bei durchgeführten Versuchen zur Streckenmessung festgestellt (durchschnittlich 10 ms pro Messung). Trotzdem kann das System für kinematische Anwendungen eingesetzt werden, insbesondere im Indoorbereich, da nur geringe Bewegungsraten zu erwarten sind. Die Anwendung einer automatischen Netzbestimmung ermöglicht die Überwachung der Position der Referenzstationen.

Durch die Verwendung unterschiedlicher Codes können die Stationen paarweise gleichzeitig Distanzmessungen durchführen (derzeit können insgesamt bis zu 16 Codes verwendet werden). Die automatische Netzbestimmung wird dadurch schneller und kann im Hintergrund durchgeführt werden. Auch weitere MS können das System benutzen. Dafür muss ein Protokoll implementiert werden, das den Zugriff auf die Ressourcen (Codes und RS) regelt. Die durchgeführten Tests haben die Vorteile dieser Methode bestätigt.

Zur Verbesserung des Systems könnten weitere Korrelatoren in die MS eingebaut werden, wodurch Distanzmessungen gleichzeitig unter Benutzung verschiedener TH-Codes erfolgen könnten. Die Umsetzung dieser Idee ist derzeit hardwarebedingt noch nicht möglich.

Kapitel 7

Praktische Untersuchungen des UWB-ILPS

Anhand praktischer Untersuchungen wird in diesem Kapitel das entwickelte Positionierungssystem auf seine Eigenschaften überprüft. Zuerst wird die Streckenmessgenauigkeit des Systems getestet und Methoden zur Erhöhung dieser präsentiert. Des Weiteren wird die Materialdurchdringung und die damit verbundene Verzögerung bei der Wellenausbreitung in Materialien thematisiert. Danach gilt die Aufmerksamkeit den Lösungsansätzen zur Kompensation der Signalverzögerung. Versuche zur Orientierung unter Verwendung von Antennenarray werden ebenfalls beschrieben. Anschließend wird im vorliegenden Kapitel von den auf einer Baustelle durchgeführten Tests berichtet.

7.1 Streckengenauigkeit

Zur Überprüfung der Streckengenauigkeit und der Reichweite des Systems wurden mit dem Messsystem im Außenbereich Streckenmessungen bei freier Sicht durchgeführt und mit den dafür vorher bestimmten Sollstrecken verglichen.

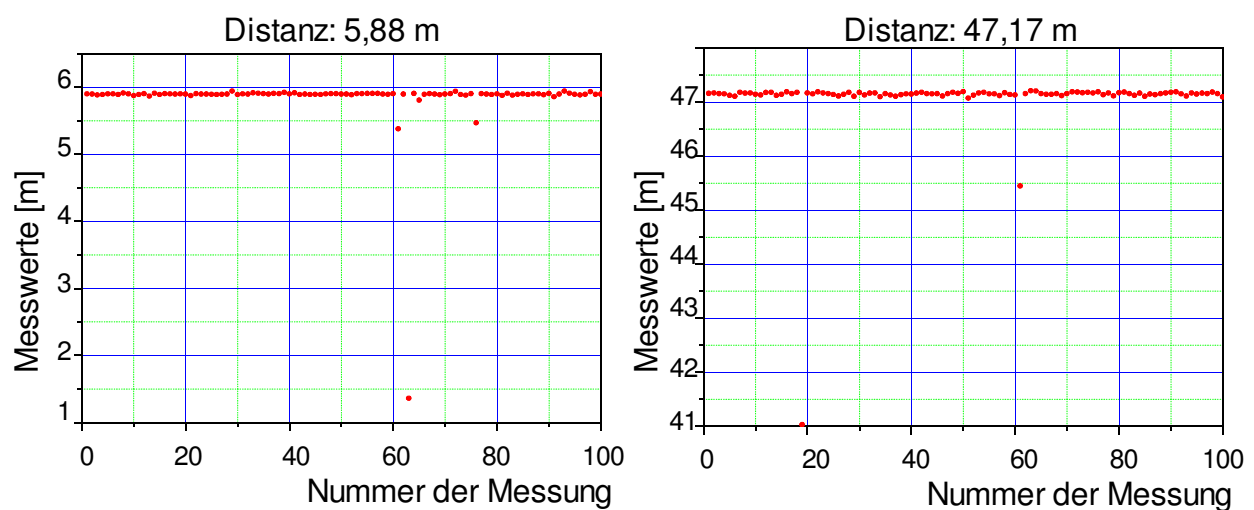


Abbildung 7.1: UWB-Messung bei freier Sicht

Auf unterschiedlich langen Strecken wurden je 100 Messungen mit dem UWB aufgezeichnet. Die aufgezeichneten Messwerte streuen im Allgemeinen nahe um den Sollwert, teilweise existieren einzelne Ausreißer (Abbildung 7.1 und 7.2), die sich jedoch wegen ihrer Größe (einige Dezimeter bis einige Meter) einfach aus den Messergebnissen eliminieren lassen.

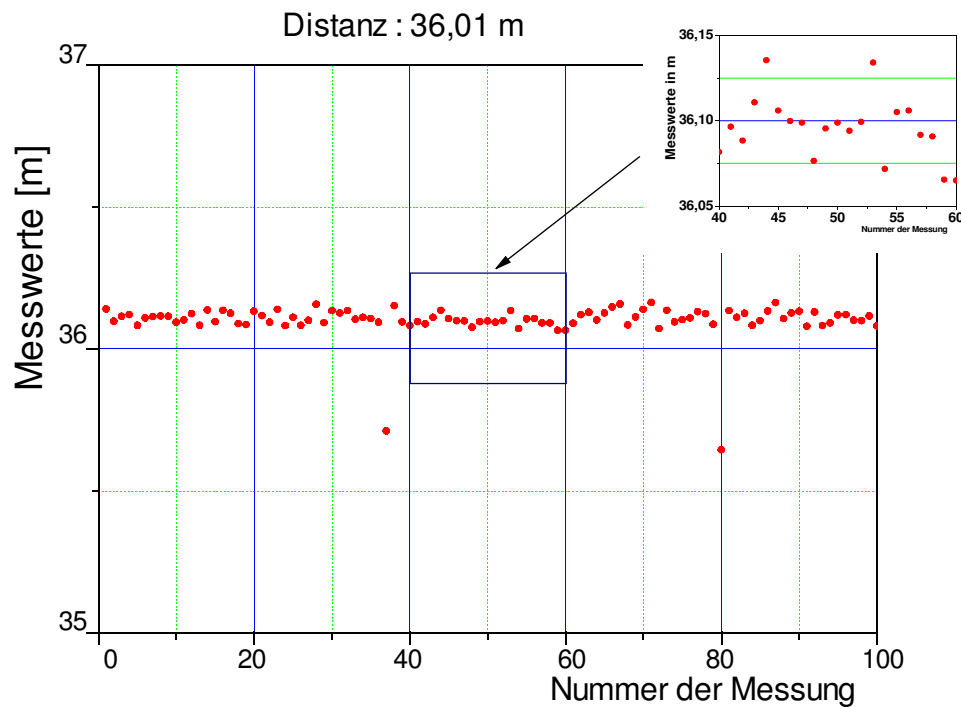


Abbildung 7.2: UWB-Messung einer 36,01m Strecke bei freier Sicht

Streckenmessung mit UWB [m]	Sollstrecke [m]	Soll-UWB [m]	s_i [cm]	s_m [cm]
2,60	2,61	0,01	4,35	0,44
5,89	5,88	-0,01	4,60	0,46
10,83	10,81	-0,02	8,52	0,87
22,61	22,54	-0,07	6,92	0,70
36,10	36,01	-0,09	6,54	0,66
47,15	47,17	0,02	2,61	0,27

Tabelle 7.1: Reichweite und Genauigkeit der UWB-Streckenmessung⁷

In Tabelle 7.1 sind die Ergebnisse dieser ersten Überprüfung in einer Übersicht zusammengefasst. Es konnten Strecken bis etwa 50 m gemessen werden. Die Abweichungen der Einzelmessungen s_i betragen knapp 7,0 cm, die Mittelbildung ergibt eine Standardabweichung s_m von unter 1 cm. Die Differenz zwischen den gemittelten Messwerten und den Sollwerten liegt unter 10 cm. Die geplante Anwendung von UWB ist für Indoor-Umgebungen vorgesehen, dennoch kann die UWB-Technologie für die Distanzmessung über längere Reichweiten auch für Outdoor-Positionierungssysteme und Sensornetzwerke eine wichtige Rolle spielen.

⁷Ausreißer wurden vorher eliminiert (vgl. Kapitel 7.2)

7.2 Filterung der gemessenen Strecken

Jedes technische Verfahren zur Streckungsmessung ist störanfällig. Mögliche Störungsursachen bei der Laufzeitmessung sind u.a. Signalrauschen und Synchronisationsfehler zwischen Sender und Empfänger. Wie durch die zeitliche Darstellung der Entfernungsmesswerte in Abbildung 7.2 zwischen zwei Transceivern, die 36,01 m auseinander liegen, ersichtlich ist, haben die Messwerte Ausreißer sowohl im positiven als auch im negativen Bereich der Rauschverteilung. Die negativen Ausreißer sind falsche Meldungen, weil sie die Detektion der UWB-Welle melden, bevor sie tatsächlich eingetroffen ist. Diese falsche Meldungen entstehen möglicherweise durch Rauschen oder Fehlern bei der Synchronisation. Die positiven Ausreißer sind die, die erst nach der Ankunft des eigentlichen Signals eintreffen, möglicherweise weil das eingehende Signal eine sehr niedrige Amplitude hat, die vom Vorderflankenalgorithmus (vgl. Kap. 6.6.2) als Rauschen eingestuft werden kann. Durch das Verändern von Signalparameter z.B. der Länge des TH-Codes (vgl. Kap. 3.7) oder der Detektionsschwelle, können die Synchronisationsfehler und das SNR verbessert werden [DARMICHE, 2008]. Dies hat allerdings zur Folge, dass sich die Messzeit verlängert. Will man aber, dass eine einzelne Streckenmessung eine vorgegebene Zeit nicht überschreitet, so können die Störungen durch Filterung der Messwerte reduziert werden.

7.2.1 Filterung durch wiederholte 3-Sigma-Regel

Die Mittelwertbildung reduziert das Rauschen deutlich. Nachteilig ist aber, dass der Mittelwert bekanntlich in hohem Maße für Ausreißer anfällig ist. Messwerte, die sehr weit vom Mittelwert abweichen, können daher das Ergebnis so stark verzerren, dass die berechnete Strecke nicht mehr der tatsächlichen Strecke entspricht. Lässt man die Ausreißer außer Acht, dann ist der Rest der Messwerte ziemlich homogen. Zur Aufdeckung und Eliminierung der Ausreißer dient ein Signifikanztest nach der 3-Sigma-Regel. Es werden nur Einzelwerte, die in einer Spanne von der Größe der dreifachen Standardabweichung liegen, beibehalten. Diese Eliminierung wird solange wiederholt, bis die neu berechnete Standardabweichung unbedeutend klein ist. Am Ende wird der Mittelwert berechnet, der als Schätzwert für die gesuchte Strecke eingesetzt werden kann. Bleibt die Standardabweichung der Messung zu groß, so kann eine Wiederholungsmessung mit einer höheren Anzahl von Einzelmessungen erfolgen.

7.2.2 Robuste Filterung durch Verwendung des Medians

Da es sich bei den Messwerten um Zeitdaten handelt, zählen die niedrigsten Werte zu den richtigsten Schätzungen, denn es ist sehr wahrscheinlich, dass eine UWB-Welle detektiert wird, kurz nachdem sie tatsächlich ankommt und eher unwahrscheinlich, dass sie detektiert wird, kurz bevor sie ankommt. Einen robusten Algorithmus zur Ausreißerfilterung liefert die Methode von [BLANKENBACH u. WILLERT, 2008]. Hierbei wird der Median als Schätzwert für die gesuchte Raumstrecke verwendet. Als Streuungsmaß kann dazu die auf den Medianwert bezogene Standardabweichung herangezogen werden. Alternativ für die Standardabweichung des Medianwertes hat sich auch die Median-Deviation bewährt [BLANKENBACH u. WILLERT, 2008].

7.3 Ausbreitungsverluste

In ihrem Weg vom Sender zum Empfänger wird eine EM-Welle durch verschiedene Effekte wie z.B. Freiraumdämpfung, Behinderung, Reflexionen usw. stark gedämpft. Freiraumdämpfung ist eine der wichtigsten Dämpfungsursachen, denn die Welle wird in alle Richtungen abgestrahlt und nur ein geringer Anteil gelangt tatsächlich zum Empfänger. Experimentell kann man von Freiraumdämpfung reden, wenn alle Behinderungs-, Streuungs- und Reflektions-Einflüsse ausreichend entfernt sind, so dass sie keinen Einfluss mehr auf die Wellenausbreitung haben (vgl. Kap. 4). Dafür wurden auf dem Testfeld an der Lichtwiese entlang einer 30 m langen Teststrecke, 6 Messpunkte jeweils in 5 m Abstand voneinander, Messungen durchgeführt (Abbildung 7.3). Störungseinflüsse sind bis auf die reflektierte Bodenwelle nicht mehr vorhanden. In der Abbildung 7.4 ist das empfangene Signal dargestellt.



Abbildung 7.3: Teststrecke des Geodätischen Instituts

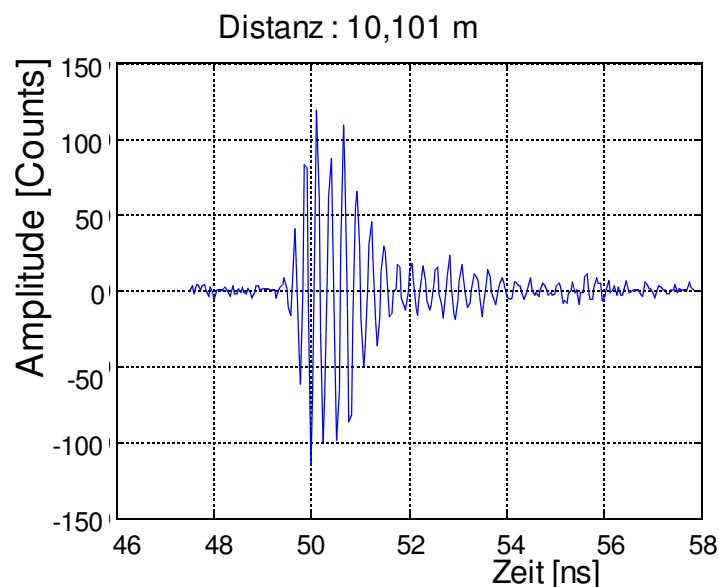


Abbildung 7.4: Empfangenes UWB-Signal bei einer Distanz von 10,101 m

Für die Berechnung der Freiraumdämpfung spielt die Bodenwelle ihrerseits wiederum keine Rolle mehr, denn sie kommt später als die direkte Welle beim Empfänger an und kann vom Signal abgetrennt werden. Für die Berechnung der Empfangsleistung wurde das Empfangssignal quadriert gefiltert und anschließend über die Pulsdauer aufintegriert. In Abbildung 7.5 sind die berechneten Leistungen logarithmisch dargestellt.

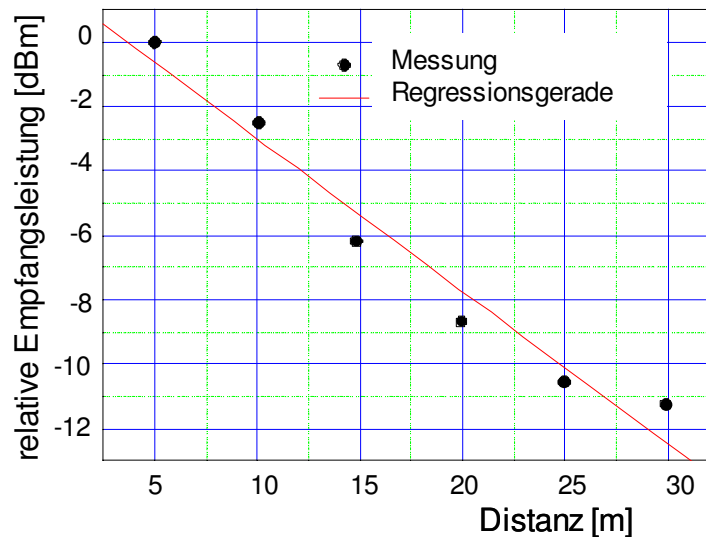


Abbildung 7.5: Pfadverlust einer UWB-Welle

Wie erwartet, nimmt die Leistung mit zunehmender Entfernung exponentiell ab.

7.4 Materialdurchdringung

Eine der wichtigsten Eigenschaften einer UWB-Welle für die Indoor-Positionierung ist die Fähigkeit verschiedene Materialien zu durchdringen. Um dies zu überprüfen, wurden mit den UWB-Transceivern umfangreiche Tests in einem Gebäude durchgeführt. Dafür wurde ein spezielles Testfeld im Institutsgebäude angelegt. Das Testfeld erstreckte sich über zwei benachbarte Räume sowie zwei Korridore und wurde mit geodätischen Verfahren dreidimensional bestimmt und vermarktet. Es konnte nachgewiesen werden, dass UWB-Signale die Fähigkeit besitzen, verschiedene Materialien zu durchdringen. Sogar Stahlbetonwände (25 cm) waren für UWB-Signale kein unüberwindbares Hindernis. Die Abbildungen 7.6a-d zeigen die Amplituden-Zeit-Diagramme der empfangenen UWB-Signale bei freier Sichtverbindung und nach der Durchdringung von Wänden aus verschiedenen Materialien.

Aus dem Amplituden-Zeit-Diagramm des Messsignals zwischen den Transceivern bei freier Sichtverbindung lässt sich ein deutlich ausgeprägter und gut detektierbarer erster Pfad erkennen (Abb. 7.6a). Auch die zeitlich versetzten Mehrwegesignale, die durch Reflektionen am Boden, Wand und Decke entstehen, sind deutlich zu erkennen. Praktisch unverändert durchdringt das UWB-Signal eine etwa 10 cm dicke Gipskartonwand (Abb. 7.6b). Auch eine Bimssteinwand (Dicke 10 cm) stellt kein (größeres) Hindernis für das UWB-Signal dar (Abb. 7.6c). In beiden Fällen treten nur schwach ausgeprägte Mehrwegesignale auf. Erst beim Durchdringen einer trockenen 25 cm dicken Stahlbetonwand (Abb. 7.6d) erfährt das Signal größere Abschwächung. Mit diesem Hindernis ist, wegen der

begrenzten Sendeleistung, auch die Grenze dessen, was mit dem System zurzeit durchgemessen werden kann, erreicht.

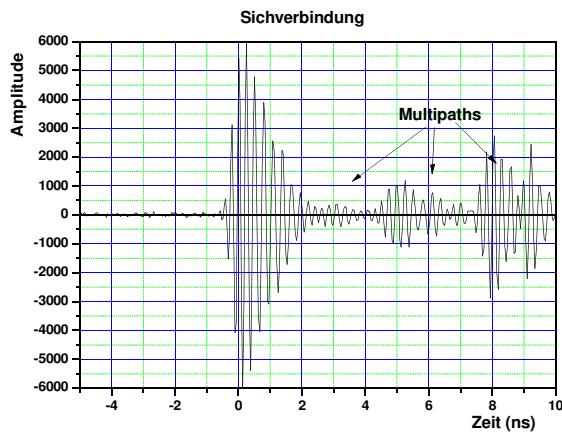


Abb. 7.6a

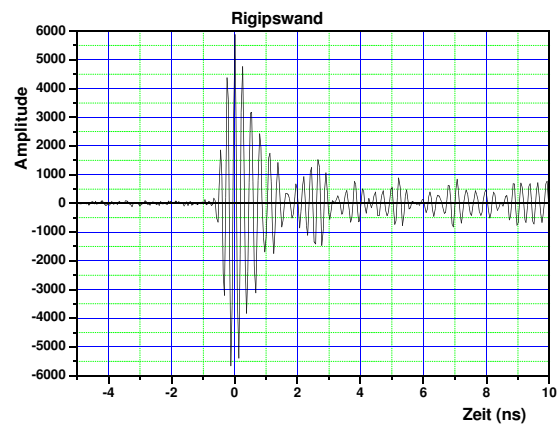


Abb. 7.6b

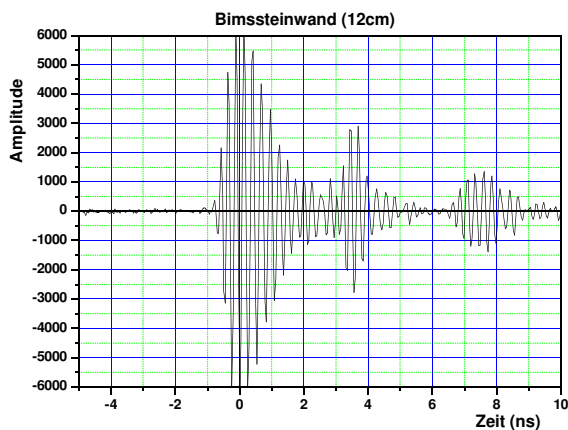


Abb. 7.6c

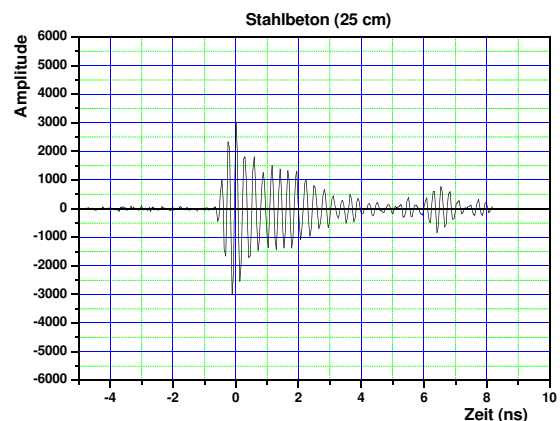


Abb. 7.6d

Abbildung 7.6: Empfangene Signale nach Durchgang durch verschiedene Materialien

Anhand der Abbildungen 7.6a-d lässt sich der deutliche Vorteil von UWB zur Streckenmessung feststellen. Die durch Mehrwegeausbreitung erzeugten Signale können durch Auswahl des jeweils ersten Impulses zur Streckenbestimmung ausgeleitet werden, wodurch eine Beeinträchtigung der Genauigkeit des Systems durch Mehrwegeeffekte ausgeschlossen werden kann.

7.5 Verzögerung der Wellenausbreitung in Materien

Beim Durchgang durch Materialien verringert sich die Geschwindigkeit von EM-Wellen abhängig von der Permittivität (welche die Durchlässigkeit von Materie für elektrische Felder angibt) und der Permeabilität (welche die Durchlässigkeit von Materie für magnetische Felder angibt) des Stoffes. Des Weiteren wirken sich die Frequenzen der Welle (Dispersion), ihre Polarisation und ihre Aus-

breitungsrichtung auf die Ausbreitungsgeschwindigkeit der Welle in der Materie aus. Die Ausbreitungsgeschwindigkeit c_r wird dann durch folgende Gleichung berechnet [STONE, 1997]:

$$c_r = \frac{1}{\sqrt{\epsilon \mu}} = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_0 \mu_0} \sqrt{\epsilon_r \mu_r}} = c_0 \frac{1}{\sqrt{\epsilon_r \mu_r}} \quad (7.1)$$

c_0 Lichtgeschwindigkeit in Vakuum.

ϵ_r relative Permittivität.

μ_r relative Permeabilität. ($\mu_r = 1$ bei nicht ferromagnetischen Materialien)

Diese veränderte Ausbreitungsgeschwindigkeit der EM-Wellen beim Durchgang durch Materie müsste sich bei der Messung der Distanz aus der Laufzeit des Signals bemerkbar machen. Tatsächlich ergeben sich beim Vergleich der gemessenen Distanzen mit den Solldistanzen aus dem Testfeld die in Tabelle 7.2 wiedergegebenen Differenzen.

Stahlbeton (25 cm)			Bimssteinwand (12 cm)		
Solldistanz	gemessen	Differenz	Solldistanz	gemessen	Differenz
[m]	[m]	[m]	[m]	[m]	[m]
2,42	2,74	0,32	1,81	1,92	0,11
2,88	3,20	0,32	2,40	2,52	0,12
3,81	4,12	0,31	3,00	3,13	0,13
5,67	5,98	0,31	3,59	3,72	0,13

Tabelle 7.2: Distanzmessung durch feste Stoffe (Einfallswinkel = 0°)

In Ihrer Größenordnung entsprechen die gemessenen Streckendifferenzen (Soll - Ist) den theoretisch zu erwartenden Zeitverzögerungen elektromagnetischer Signale beim Durchgang durch Materialien. Die Zeitverzögerung der EM-Welle nach Durchdringung einer Wand ist nicht nur von den Materialeigenschaften abhängig, sondern auch vom Einfallswinkel der Welle auf die Wand (Abbildung 7.7). Die Winkelabhängigkeit der Verzögerung τ der EM-Welle durch eine Wand aus isotroper Materie kann durch folgende empirische Gleichung modelliert werden [OPPERMANN et al., 2004]:

$$\tau(\alpha) = \tau_m + \frac{A}{\cos(\alpha)} \quad (7.2)$$

Wobei A eine experimentelle Konstante und $\tau_m + A$ die Zeitverzögerung bei senkrechtem Einfallswinkel ($\alpha = 0^\circ$) sind. Für die Messung durch eine 25 cm dicke Stahlbetonwand ist das Verzögerungsmodell durch die Gleichung

$$\tau(\alpha) = 0,2109 + \frac{0,1482}{\cos(\alpha)} \quad (7.3)$$

gegeben. Die kleinste Zeitverzögerung tritt bei senkrechten Einfallswinkeln auf, wenn die Welle die kürzeste Strecke durch die Wand nimmt.

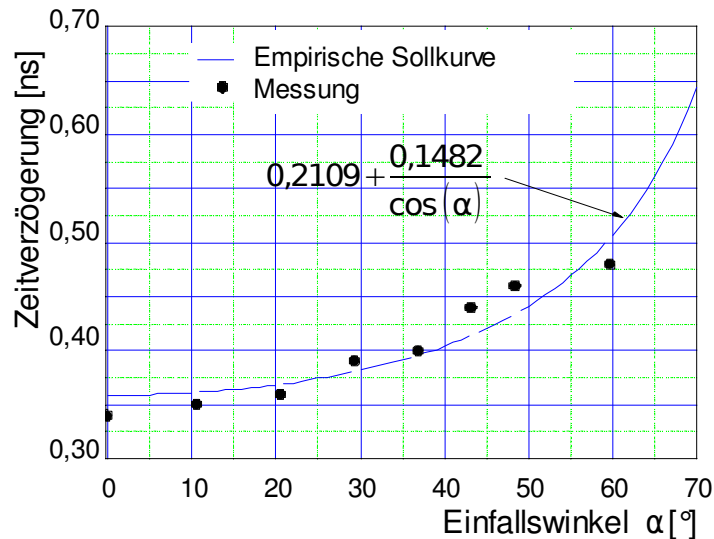


Abbildung 7.7: Winkelabhängigkeit der Zeitverzögerung der UWB-Welle

7.6 Lösungsansätze zur Kompensation der Verzögerungen durch Wände

Die Laufzeitverzögerungen bei der Wellenausbreitung in Materien müssen bei der Konzeption des 3D-Positionierungssystems berücksichtigt werden. Um eine hohe Genauigkeit des Positionierungssystems zu gewährleisten, ist es erforderlich ein Verfahren zu entwickeln, welches sich robust gegenüber Laufzeitverzögerungen verhält oder welches diese berücksichtigt. Im Folgenden werden drei Lösungsansätze vorgestellt.

7.6.1 Empfangsstärke-Methode

Der RSSI-Wert (Received Signal Strength Indication, RSSI) ist ein Indikator für die empfangene Signalstärke. Er kann rechnerisch aus dem empfangenen Signal ermittelt (Eine Kalibrierung des Messsystems ist empfohlen (s. Anhang A)) oder hardwaremäßig abgelesen werden. Es wurden drei Messungen zur Ermittlung der RSSI-Werte durchgeführt. Die erste Messung war bei freier Sicht, die zweite durch eine 12 cm dicke Bimssteinwand und die dritte durch eine 25 cm dicke Stahlbetonwand zwischen dem Sender und dem Empfänger. Die Transceiver waren auf gleiche Höhe aufgesetzt (Einfallswinkel $\alpha=0^\circ$).

Aus der Abbildung 7.8 ist zu erkennen, dass bei gleicher Entfernung zwischen Sender und Empfänger verschiedene Wände unterschiedliche RSSI-Werte liefern. Dieses Erkenntnis kann dazu benutzt werden, eine Wand zu erkennen und dadurch die Verzögerung so gut wie möglich zu korrigieren. Für das UWB-ILPS heißt das, dass man die RSSI-Werte aller Wände in einer Zuordnungstabelle erfassen muss. Die RSSI-Methode setzt voraus, dass die verwendeten Antennen eine isotrope Strahlungscharakteristik haben. Die bei dem UWB-ILPS verwendeten Antennen haben einen maximalen Gewinn von 3dB; dies muss berücksichtigt werden.

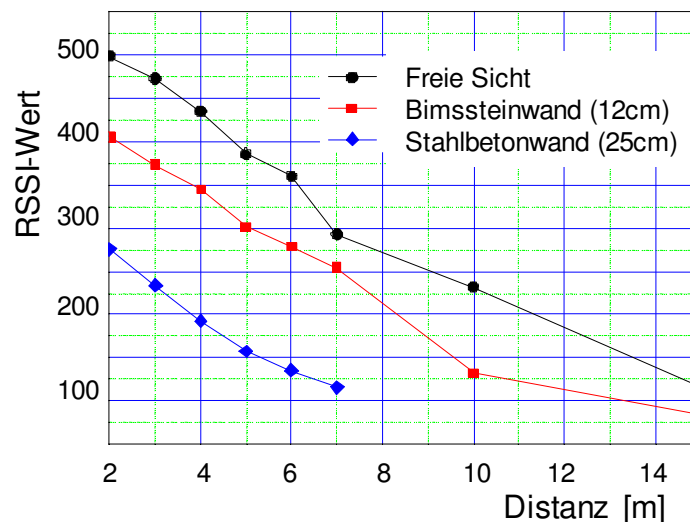


Abbildung 7.8: RSSI-Wert für verschiedene Wände

7.6.2 Hyperbelschnittverfahren

Dieser Lösungsansatz verwendet das bei dem TDOA-Verfahren verwendete Hyperbelschnittverfahren (vgl. Kap. 2.2.3), denn es werden die Streckendifferenzen zur Positionsbestimmung ausgewertet. Dafür werden mindestens zwei Antennen an der Referenzstation (bzw. an Mobilstation) verwendet. Liegt eine Wand zwischen den Antennen der Referenzstation und der Mobilstation, dann werden die verursachten Verzögerungen durch Differenzbildung der gemessenen Strecken näherungsweise aufgehoben.

7.6.3 CAD-Modell

Das CAD-Verfahren stützt sich auf Informationen aus vorhandenen CAD-Modellen des Gebäudes, wie z.B. Lage der Wände, Wandmaterialien und Wanddicke. Nach der Berechnung der Position der Mobilstation soll zuerst für jede verwendete Strecke durch räumliche Verschneidung überprüft werden, ob sie durch Wände durchläuft. Ist es der Fall, dann werden die Einfallswinkel berechnet und daraus mit Hilfe von Gleichung (7.1) und (7.2) die Verzögerungen berechnet und anschließend die gemessenen Strecken korrigiert (s. zweites Zahlenbeispiel in Kap. 9.1.3).

7.7 Antennenarray zur Systemorientierung

Zur Bestimmung des Azimuts der Kamera wird der in Abbildung 7.9 dargestellte Aufbau realisiert. Es werden zwei Antennen mit jeweils dämpfungsarmen und verzerrungsfreien Kabeln an den mobilen Transceiver angeschlossen. Die Umschaltung wird programmiertechnisch mit einem intern eingebauten Schalter durchgeführt. Aus der Kenntnis der 3D-Position der beiden Antennen wird das Azimut der Kamera im Referenzkoordinatensystem bestimmt. Für die Bestimmung der Drehung und Neigung der Kamera wird ein zweidimensionaler Neigungssensor benutzt.

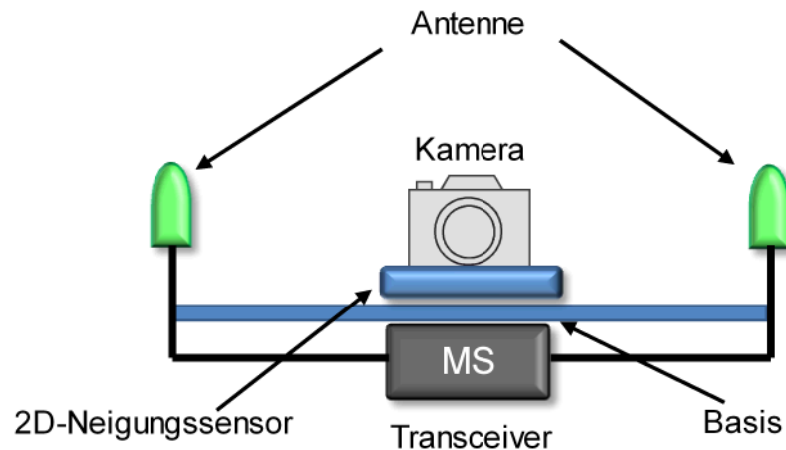


Abbildung 7.9: Aufbauprinzip zur Bestimmung des Azimuts

7.7.1 Bestimmung des Azimuts aus der Streckenmessung

Nach der Realisierung des Aufbaus nach Abbildung 7.9 (ohne Neigungssensor) wurden erste Messungen zur Bestimmung des Azimuts durchgeführt. Der Transceiver mit den beiden Antennen wurde auf einen hochpräzisen Drehtisch gestellt, der vom einem PC gesteuert wird (siehe Abbildung 7.10). Der zweite Transceiver, der als Referenzstation (in Abbildung 7.10 nicht dargestellt) für die Streckenmessung zu den Antennen diente, befand sich auf der Rotationsebene der Antennenbasis.

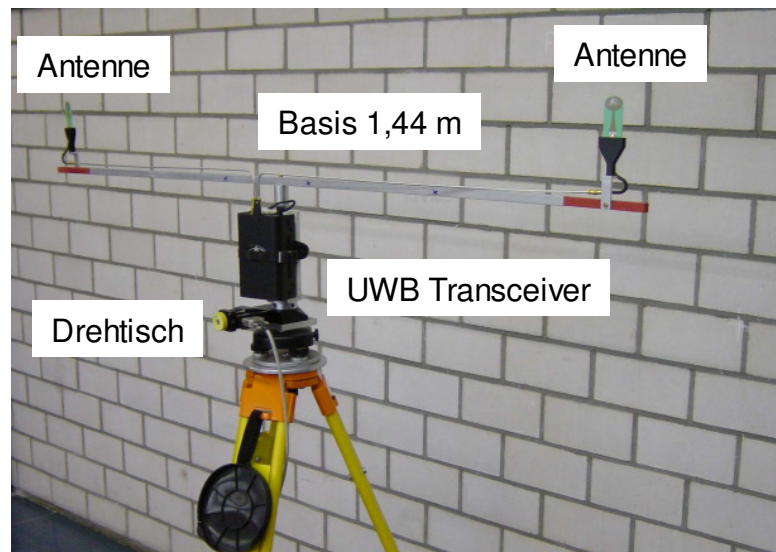


Abbildung 7.10: Aufbau zur Bestimmung des Azimuts

Unter Verwendung des Kosinus-Satzes lässt sich der Winkel α in Abhängigkeit von den Distanzen d_1 und d_2 (vgl. Abbildung 7.12) wie folgt berechnen:

$$\alpha = \arcsin\left(\frac{d_2^2 - d_1^2}{2ab}\right) \quad (7.4)$$

b ist die Länge der Basis und $a = \frac{1}{2} \sqrt{2d_1^2 + 2d_2^2 - b^2}$ ihre Seitenhalbierende.

In Abbildung 7.11 ist auf der horizontalen Achse der vorgegebene Soll-Winkel α und auf der vertikalen Achse der aus Messungen abgeleitete Ist-Winkel dargestellt. Daraus lassen sich die Abweichungen zwischen Soll- und Ist-Winkel für verschiedene Winkel α visualisieren. Bei Winkeln unterhalb von 80° liegt die maximale Abweichung bei 5° . Die Berechnung der Winkel zwischen 80° und 90° (Antennenarray und Referenzstation bilden eine Gerade) ist sehr fehleranfällig wegen den Streckenungenauigkeiten.

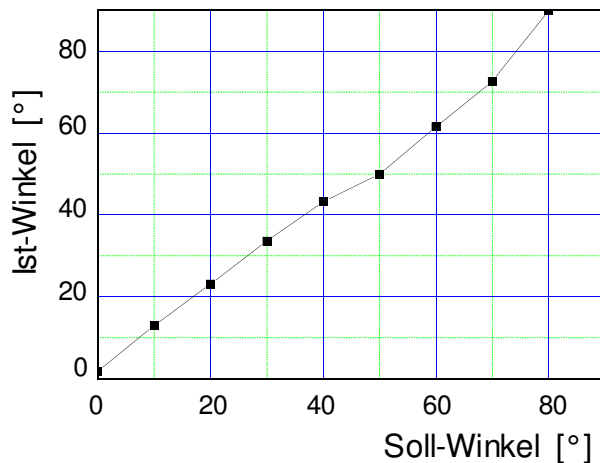


Abbildung 7.11: Ist-Winkel und Soll-Winkel

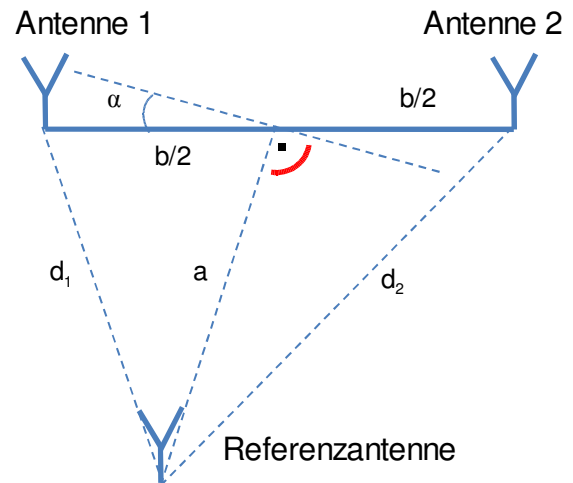


Abbildung 7.12: Berechnung des Azimuts

Über das Varianzfortpflanzungsgesetz lässt sich dies bestätigen. Die Standardabweichung des Winkels α nimmt ab 80° sehr stark zu (Abbildung 7.13).

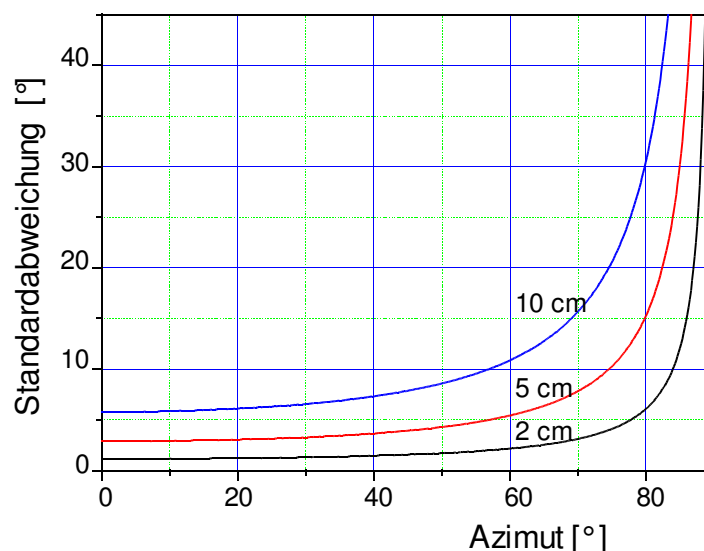


Abbildung 7.13: Ermittelte Standardabweichung des Azimutwinkels für unterschiedliche Streuungen der Streckenmessung

Dieses Problem lässt sich umgehen, indem weitere Referenzstationen um die Antennenbasis herumplatziert werden. Dabei wird jedem berechneten Winkel eine Unsicherheit a priori gemäß der Abbildung 7.13 zugewiesen.

7.7.2 Bestimmung des Azimuts aus der 3D-Positionen der Antennen

Die Position der beiden Antennen werden sequentiell ermittelt, so dass sich aus den beiden Positionsbestimmungen bereits der Azimut mit folgender Formel bestimmen lässt (Abbildung 7.14).

$$\alpha = \frac{\pi}{4} + \frac{1}{2} \arctan \frac{\Delta y}{\Delta x} - \frac{1}{2} \arctan \frac{\Delta x}{\Delta y} \quad (7.5)$$

wobei $\Delta x = x_2 - x_1$ und $\Delta y = y_2 - y_1$

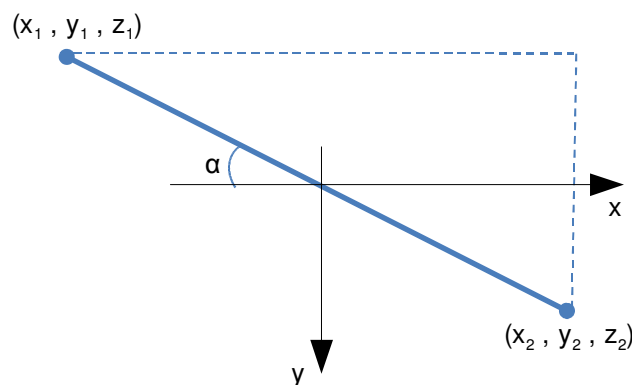


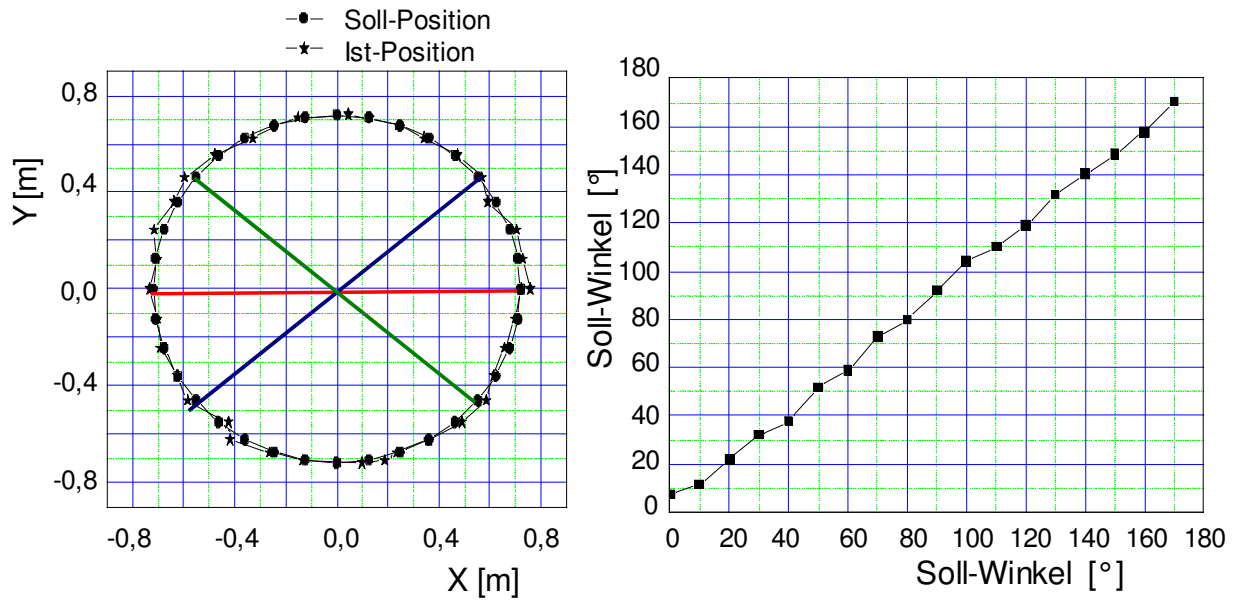
Abbildung 7.14: Berechnung des Azimuts aus den beiden Antennenpositionen

Nach Anwendung des Varianzfortpflanzungsgesetzes ergibt sich nun für die Standardabweichung σ_α , wobei die Koordinaten der Antennen mit der Standardabweichung σ behaftet sind:

$$\sigma_\alpha = \frac{\sqrt{2}}{b} \sigma \quad (7.6)$$

Die Genauigkeit der Winkel α ist somit nur von der Basislänge und der Standardabweichung σ der X, Y-Koordinaten abhängig. Solange die X, Y-Koordinaten der beiden Antennen mit gleichen Standardabweichungen ermittelt werden, bleibt der berechnete Winkel von der Orientierung zu den Referenzstationen unabhängig.

In einer Testmessung wurden fünf Referenzstationen auf unterschiedlichen Höhen um das Antennenarray platziert. In der Abbildung 7.15 (links) sind die berechneten Positionen der beiden Antennenelemente dargestellt. Zur Verdeutlichung ist in der Abbildung 7.15 links die Lage des Antennenarrays z.B. bei den Soll-Winkeln 0° , 40° und 140° gezeigt. Die aus den Positionen der Antennen berechneten Winkel sind in Abhängigkeit von den eingestellten Winkeln in der Abbildung 7.15 (rechts) zu sehen. Das berechnete Azimut weist eine Genauigkeit von 2° auf und ist unabhängig von dem eingestellten Winkel α .



Darstellung der Soll- und Ist-Positionen der Antennen

Berechnetes Azimut

Abbildung 7.15: Bestimmung des Azimuts aus den 3D-Positionen der Antennen

7.8 Ergebnisse der Positionsbestimmung

Mit dem entwickelten UWB-ILPS wurden zunächst umfangreiche Testmessungen bei unterschiedlichen Messbedingungen (Geometrische Konstellation, LOS/NLOS-Messungen etc.) in einem Testfeld des Geodätischen Instituts durchgeführt (Abbildung 7.16). Es werden hier zwei Messungen als Beispiel vorgestellt, bei denen von einer MS zu vier RS gemessen wurde.



Abbildung 7.16: Testmessungen im Labor

Die Abbildung 7.17 veranschaulicht die Lage der Referenzstationen sowie der auf den Punkten P_{36} , P_{35} , P_{38} und P_{106} platzierten MS.

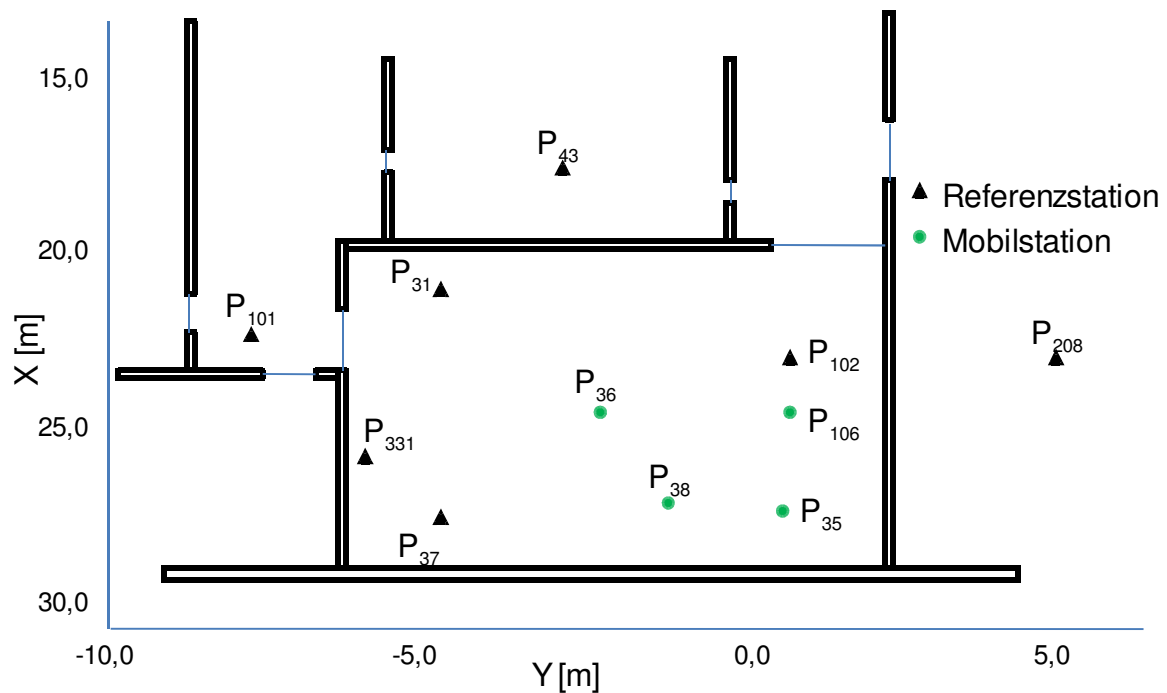


Abbildung 7.17: Beispielmessung im Testfeld des Geodätischen Instituts

Bei der ersten Messung wurden Streckenmessungen zwischen den Mobilstationen P_{36} und P_{35} und den Referenzstationen P_{31} , P_{37} , P_{102} und P_{331} durchgeführt. Bei diesem Szenario besteht Sichtverbindung zwischen den Stationen. Die Ergebnisse der Auswertungen sind in der Tabelle 7.3 dargestellt. Die berechneten Koordinaten der MS weisen eine Genauigkeit der x, y Koordinaten im cm-Bereich. Die berechnete z-Koordinate ist aber aufgrund der verwendeten Konfiguration und der relativ niedrigen Höhenunterschiede fehleranfällig.

MS	Soll-Punkt [m]	Ist-Punkt [m]	Differenz [m]
P_{36}	(24,335 ; -2,506 ; 1,130)	(24,305 ; -2,564 ; 1,015)	(0,030 ; 0,058 ; 0,115)
P_{35}	(27,386 ; 0,448 ; 2,170)	(27,322 ; 0,448 ; 2,299)	(0,064 ; 0,000 ; -0,129)

Tabelle 7.3: Vergleich der berechneten Koordinaten mit den Sollkoordinaten von MS

(verwendete RS: P_{31} , P_{37} , P_{102} und P_{331})

In der zweiten Messung wurden die Punkte P_{38} und P_{106} als MS und die Punkte P_{31} , P_{43} , P_{101} und P_{208} als RS ausgewählt. In diesem Fall besteht zwischen der MS und einigen RS keine Sichtverbindung. Tabelle 7.4 enthält die berechneten Koordinaten der MS. Diese erste Berechnung ist mit der Abkürzung o.K. (ohne Korrektur) gekennzeichnet. Aus der Lage der Lösungen erkennt man auf Grundlage eines vorhandenen CAD-Modells der Etage, dass die Strecken zu den Punkten P_{43} und P_{208} durch Wände verlaufen und daher korrigiert werden müssen. Die daraufhin berechneten Koordinaten sind mit der Bezeichnung m.K. (mit Korrektur) gekennzeichnet. Mit den Korrekturen konnten die bisher

nur unter Sichtverbindung erzielten Genauigkeiten auch bei nicht vorhandener Sichtverbindung erreicht werden.

MS	Soll-Punkt [m]	Ist-Punkt [m]		Differenz [m]
P ₃₈	(26,759 ; -1,342 ; 1,130)	o. K.	(26,864 ; -1,433 ; 0,825)	(-0,105 ; 0,091 ; 0,305)
		m. K.	(26,782 ; -1,344 ; 1,075)	(-0,023 ; 0,002 ; 0,055)
P ₁₀₆	(24,591 ; 0,524 ; 1,130)	o. K.	(24,784 ; 0,453 ; 0,955)	(-0,193 ; 0,071 ; 0,175)
		m. K.	(24,621 ; 0,521 ; 1,093)	(-0,030 ; 0,003 ; 0,037)

Tabelle 7.4: Vergleich der berechneten Koordinaten mit den Sollkoordinaten von MS vor und nach Korrektur (verwendete RS: P₃₁, P₄₃, P₁₀₁ und P₂₀₈)

Auf der Baustelle von „inHaus2“ in Duisburg wurde das System am 3. Mai 2007 erstmals auf einer Baustelle unter Sichtverbindung eingesetzt (Abbildung 7.18).

Vier Referenzpunkte wurden um die Baustelle konventionell geodätisch eingemessen. An diesen Punkten wurden die Referenzstationen platziert. Die Mobilstation (Abbildung 7.18) befand sich innerhalb der Baustelle auf der Bodenplatte. Sowohl die Mobilstation als auch die Referenzstation wurden zentral von einem Rechner gesteuert. Die Auswertung der Messungen vor Ort lieferte trotz eingeschränkter Anzahl von Referenzpunkten eine Genauigkeit von etwa 5 cm in der 3D-Position.



Abbildung 7.18: Messungen auf der Baustelle von „inHaus2“

Am 13.12.2007 wurde das vollständige System zur Positionierung der Kamera im Gebäude von „in-Haus2“ aufgebaut (Abbildung 7.19). Hierfür wurden, wie in Kap. 6.9.4 beschrieben, ausgehend von vier Referenzstationen die Koordinaten von weiteren vier Referenzstationen mittels einer automatisierten Netzbestimmung ermittelt. Die Auswertung der Messungen ergab Genauigkeiten im cm-Bereich in der 3D-Indoor-Position für den Standort der Kamera.

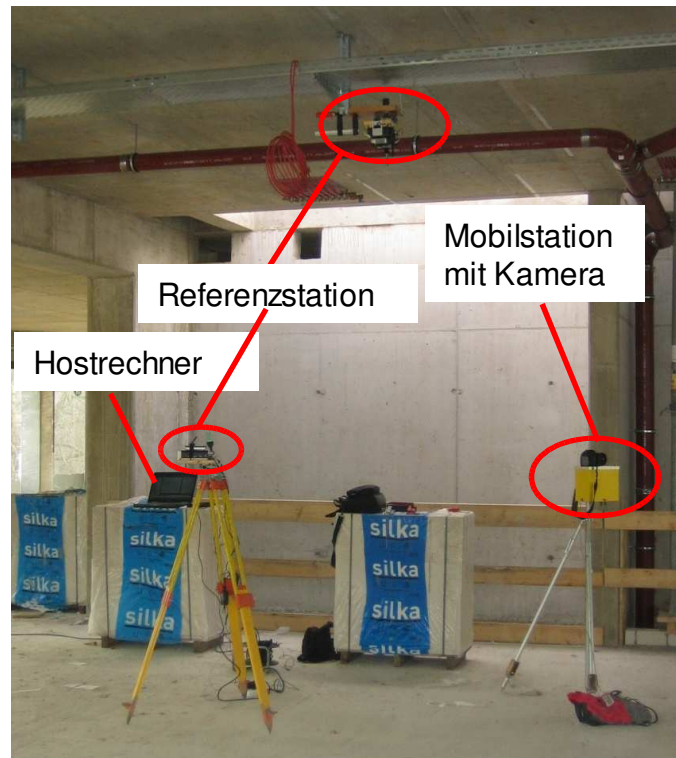


Abbildung 7.19: Einsatz des UWB-ILPS in „inHaus2“

7.9 Fazit

Zahlreiche durchgeführte Messungen zur Positions- und Orientierungsbestimmung innerhalb und außerhalb des Institutsgebäudes haben die Eignung der UWB-Technologie bestätigt. Es wurden sehr zufriedenstellende Ergebnisse erreicht. Die Genauigkeit in der Positions- und Orientierungsbestimmung lag stets im Zentimeterbereich bzw. Grad-Bereich. Diese Genauigkeit wurde auch auf der Baustelle von „inHaus2“ erreicht. Das Positionierungssystem hat sich als gut geeignet für Baustellen erwiesen, denn es kann relativ große Flächen abdecken und benötigt keine existierende oder zu schaffende Infrastruktur (die Stationen sind **nicht** miteinander verkabelt). Die Stationen des Systems werden drahtlos von einem zentralen Rechner, der die Positionsbestimmung durchführt, angesteuert und bilden untereinander ein Netz, das sich automatisch kalibriert.

Kapitel 8

Indoor-Positionierung auf der Basis quasistatischer Magnetfelder

Das vorgestellte UWB-ILPS weist einige Schwachpunkte auf. So ist beispielsweise die Anzahl der Teilnehmer begrenzt. Fügt man dem System noch weitere Mobilstationen (MS) hinzu, dann muss mittels eines Protokolls der Zugriff auf die Referenzstation (RS) geregelt werden. Je höher die Anzahl der Mobilstationen, desto ineffizienter wird das UWB-ILPS. Ein weiteres Problem stellen die Abschattungen dar. Wie alle EM-Wellen können UWB-Wellen relativ große Reichweiten erzielen, sie werden aber durch Hindernisse (vor allem durch metallische Hindernisse) abgedämpft, verzögert und gegebenenfalls auch ausgelöscht. Zu den Nachteilen vieler Positionierungssysteme, die auf EM-Wellen basieren, zählt auch die Tatsache, dass für die genaue Bestimmung des Azimuts große Antennenarrays verwendet werden müssen, was sich bei manchen Anwendungen als sehr unpraktisch erweist.

Als eine optimale Ergänzung und Unterstützung des UWB-ILPS bietet sich ein auf quasistatischen Magnetfeldern basierendes Positionierungssystem *MILPS* (Magnetic Indoor Local Positioning System, MILPS) an, weil Magnetfelder keine besonderen Multipath-Effekte aufweisen sowie unverfälscht und unverzögert fast alle herkömmlichen Materialien durchdringen und zusätzlich zu der Position die Orientierung ohne Einsatz von Antennenarray liefern können. Somit kann das MILPS überall dort eingesetzt werden, wo das UWB-ILPS auf Schwierigkeiten stößt, z.B. im Bergbau, in Fabrikgebäuden, Kellern usw.. Da die MS für ihre Positionsbestimmung nur die empfangene Magnetfeldstärke auswerten und keine Interaktion mit den RS haben, wird keine Grenze auf ihre Anzahl gesetzt. Nach der Klassifizierung aus Kapitel 2.1 kann das MILPS als selbstortend bezeichnet werden, d.h. die MS können sich selbst orten. Im Gegensatz dazu ist das UWB-ILPS fernortend, d.h. das System übernimmt die Aufgabe der Positionsbestimmung seiner MS.

Aufgrund seines quasistatischen Betriebs strahlt das MILPS EM-Wellen mit sehr niedrigen Frequenzen (Hz-Bereich) aus. Es verursacht daher keine Interferenzen mit den kommerziellen EM-Geräten und kann deshalb problemlos betrieben werden.

8.1 Grundlagen von Magnetfeldern

8.1.1 Das Magnetfeld

Das Wort 'magnetisch' soll auf die Stadt Magnesia in Kleinasien zurückgehen. Dort wurden schon im Altertum Steine gefunden, welche die Eigenschaft hatten, Eisenspäne anzuziehen [NOLTING, 2004].

Das Magnetfeld ist ein physikalischer Zustand des Raumes (vektorielle physikalische Größe). Die Anwesenheit dieses Feldes kann durch die Existenz von Kräften auf Magnete, magnetisierte Körper oder sich bewegende Ladungsträger (Lorentz-Kräfte) nachgewiesen werden. Im Jahr 1820 entdeckte der dänische Physiker Oersted den Zusammenhang zwischen der Elektrizität und dem Magnetismus. Er zeigte in einem Experiment, dass ein vom Strom durchflossener Draht fähig ist, die Magnetnadel eines Kompasses zu bewegen. Wenn man sich diesen Leiter geradlinig und unendlich lang vorstellt, dann sind die auf die Magnetnadel ausgeübten Kräfte proportional zu Strom I , umgekehrt proportional zum Abstand r zum Draht und stehen tangential zu den den Draht konzentrisch umgebenden Kreisen. Zur Beschreibung eines Magnetfeldes gibt es zwei Alternativen. Zum einen kann ein Vektor \vec{H} , genannt magnetische Feldstärke (Einheit: A/m), herangezogen werden. Zum anderen kann man die Induktionswirkung des Magnetfeldes betrachten und somit zu der magnetischen Induktion (Flußdichte) \vec{B} (Einheit: Vs/m² = Tesla (T)=10⁴ Gauss (G)) gelangen. Die magnetische Induktion \vec{B} und die Feldstärke \vec{H} sind im Vakuum zueinander proportional. Die Proportionalitäts-

konstante heißt magnetische Feldkonstante $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \frac{V.s}{A.m}$

Im Vakuum gilt [KUCHLING, 2004]:

$$\vec{B} = \mu_0 \vec{H} \quad (8.1)$$

Bemerkung: Im Folgenden wird nur \vec{B} verwendet und als Magnetfeld bezeichnet.

8.1.2 Das Erdmagnetfeld

Das Erdmagnetfeld wird seit Jahrhunderten zur Navigation mithilfe von Kompassnadeln genutzt. Seine genauere Form wurde in den beiden vergangenen Jahrhunderten bestimmt. Drei deutsche Wissenschaftler haben dabei eine große Rolle gespielt: Alexander von Humboldt (1769-1859), Carl Friedrich Gauß (1777-1855) und Adolf Schmidt (1860-1944) [GFZ-POTSDAM, 2005]. Erst seit wenigen Jahren gibt es Modelle über die Entstehung und die zeitliche Änderung des Erdmagnetfeldes, obwohl auch heute noch viele Details ungeklärt sind. Das Magnetfeld der Erde ist zeitlich nicht konstant. Magnetfeldvariationen haben ein breites Frequenzspektrum von 0 bis zu einigen kHz. Die hohen Frequenzen stammen aus externen Quellen in der Ionosphäre und Magnetosphäre, während die sehr niedrigen Frequenzen aus Fluiden im Erdreich bei Tiefen von über 2900 km entstehen. Dieses Erkenntnis wurde bereits 1839 von dem deutschen Wissenschaftler Carl Friedrich Gauss nachgewiesen [COURTILLOT u. LE MOUËL, 1988]. Sein Namen steht neben Tesla als Einheit für das Magnetfeld. Das Erdmagnetfeld, das sich über mehrere Zehntausende von Kilometern in den Weltraum erstreckt, heißt Magnetosphäre. In der Magnetosphäre treten Plasmawellen auf, die ihre Energie von Sonnenwind beziehen, und geomagnetische Pulsationen verursachen mit sehr niedrigen Frequenzen (Ultra-Low-Frequency Waves, ULF) zwischen 1 mHz und 10 Hz, die auf der Erdoberfläche gemes-

sen werden. Blitzentladungen bei Gewittern verursachen im Hohlleiter, der durch Erde und Ionosphäre gebildet wird, zusätzliche magnetische Wechselfelder [STELLMACHER, 1998].

8.1.3 Magnetfeld-Erzeugung (Das Feld einer Spule)

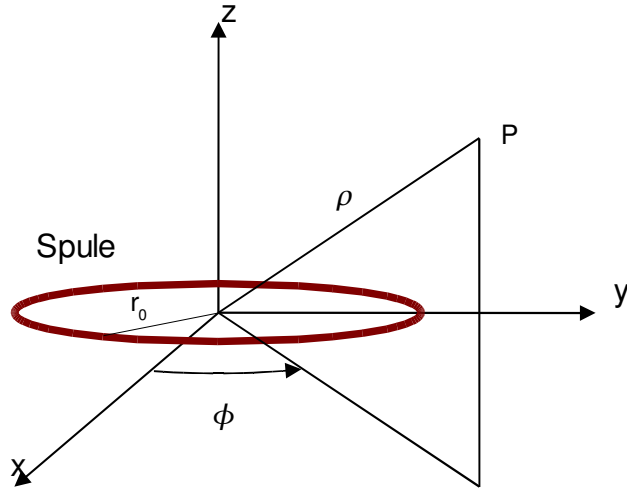


Abbildung 8.1: Spule in einem zylindrischen Koordinatensystem

Da jeder von Strom durchflossene Leiter und jeder Permanentmagnet fähig ist, ein Magnetfeld zu generieren, gibt es unendlich viele Anordnungen Magnetfelder zu erzeugen. Aufgrund seines einfachen Herstellungsprinzips und der sehr genauen Übereinstimmung zwischen dem von ihr erzeugten Magnetfeld und dem theoretisch berechneten Feld ist eine vom Strom durchflossene Spule für den Aufbau eines magnetischen Indoor Local Positionierungssystems (MILPS) sehr gut geeignet.

Die allgemeinen mathematischen Formeln für die Komponenten B_ρ , B_ϕ und B_z in zylindrischen Koordinaten (Abbildung 8.1) des Magnetfeldes, das von einer von Strom I durchflossenen Spule mit dem Radius r_0 erzeugt wird, sind [DONG et al., 2004], [LEHNER, 2008]:

$$B_\rho = \frac{\mu_0 N I}{2\pi \rho} \frac{z}{\sqrt{(r_0 + \rho)^2 + z^2}} \left[-K(k) + \frac{r_0^2 + \rho^2 + z^2}{\sqrt{(r_0 - \rho)^2 + z^2}} E(k) \right]$$

$$B_\phi = 0 \tag{8.2}$$

$$B_z = \frac{\mu_0 N I}{2\pi} \frac{1}{\sqrt{(r_0 + \rho)^2 + z^2}} \left[K(k) + \frac{r_0^2 - \rho^2 - z^2}{\sqrt{(r_0 - \rho)^2 + z^2}} E(k) \right]$$

dabei ist N die Wicklungszahl der Spule. Der Koeffizient k ist durch die Gleichung:

$$k^2 = \frac{4\rho r_0}{(\rho + r_0)^2 + z^2} \tag{8.3}$$

definiert. $K(k)$ und $E(k)$ werden als vollständige elliptische Integrale erster und zweiter Art be-

zeichnet und werden wie folgt berechnet:

$$K(k) = \int_0^{\frac{\pi}{2}} \frac{1}{\sqrt{1-k^2 \sin^2 t}} dt \quad \text{und} \quad E(k) = \int_0^{\frac{\pi}{2}} \sqrt{1-k^2 \sin^2 t} dt \quad (8.4)$$

Ist der Abstand ρ viel größer als der Spulenradius, dann reduzieren sich die Gleichungen (8.2) in sphärischen Koordinaten (r, θ, ϕ) zu:

$$\begin{aligned} B_r &= \frac{\mu_0 N I F}{2 \pi r^3} \sin(\theta) \\ B_\theta &= \frac{\mu_0 N I F}{4 \pi r^3} \cos(\theta) \\ B_\phi &= 0 \end{aligned} \quad (8.5)$$

wobei $F = \pi r_0^2$ die Fläche der Spule sind (s. Abbildung 8.2).

Man nennt das Produkt aus der Wicklungszahl N , dem Kreisstrom I und der vom Strom umschlossenen Fläche F

$$p_m = N I F \quad (8.6)$$

das Dipolmoment der Spule.

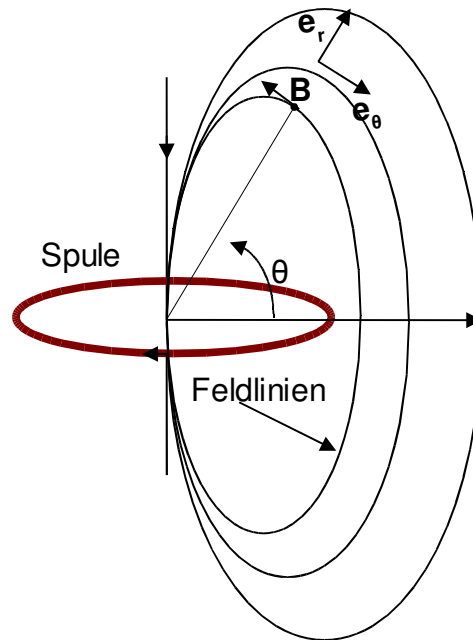


Abbildung 8.2: Magnetfeld einer Spule

Das gesamte Magnetfeld an dem Punkt (r, θ, ϕ) ist wegen der Rotationssymmetrie der Spule unab-

hängig vom Azimutwinkel ϕ und berechnet sich unter Verwendung der Gleichungen (8.5) durch:

$$B = \frac{\mu_0 p_m}{4\pi r^3} (1 + 3\sin^2(\theta))^{\frac{1}{2}} \quad (8.7)$$

Aus der Darstellung des Magnetfeldes ($\theta=0^\circ$) in Abhängigkeit von der Distanz entnimmt man, dass das Magnetfeld sehr rapide mit der Distanz r abnimmt (Abbildung 8.3). Auch eine größere Stromstärke bringt keinen bedeutenden Gewinn in der Reichweite. Als Grenze wird der Rauschpegel, der in diesem Fall von dem verwendeten Magnetfeldsensor abhängt, auf $67 \mu G$ gesetzt. Äußere Störeinflüsse wurden dabei nicht berücksichtigt.

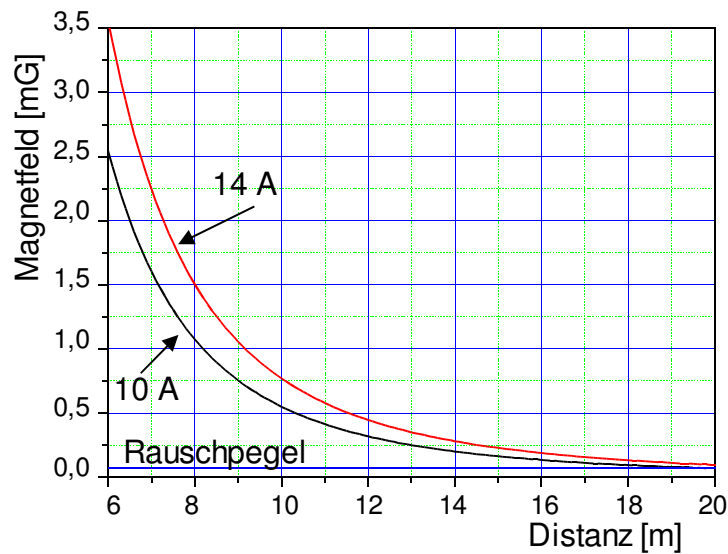


Abbildung 8.3: Verlauf des Magnetfeldes in Abhängigkeit von der Distanz

Aufgrund des flachen Verlaufs der Kurve ist die Ermittlung der Distanz bei großen Entfernungen aus dem Magnetfeld sehr fehleranfällig. Über das Varianzfortpflanzungsgesetz lässt sich die Standardabweichung σ_r , der aus dem Magnetfeld berechneten Strecke r wie folgt berechnen:

$$\sigma_r = \frac{1}{3} \frac{r^4}{K} \sigma_B \quad (8.8)$$

wobei $K = \frac{\mu_0 p_m}{4\pi} (1 + 3\sin^2(\theta))^{\frac{1}{2}}$ und σ_B die Standardabweichung des gemessenen Magnetfeldes ist.

Aus der graphischen Darstellung von σ_r in Abhängigkeit von der Distanz r (Abbildung 8.4) ergibt sich, dass bei sehr kurzen Distanzen (bis 3 m) Genauigkeiten im Millimeterbereich erreicht werden können. Bei Distanzen bis 6 m liegen sie im Zentimeterbereich. Bei größeren Distanzen verschlechtert sich die Genauigkeit in der Distanzbestimmung deutlich, beispielsweise bei einer Standardabweichung $\sigma_B = 0,1 \text{ mG}$ und einer Distanz von 20 m beträgt die Abweichung bis zu 2 m. Daraus lässt sich ableiten, dass die Wahl des Magnetfeldsensors eine entscheidende Rolle beim Aufbau eines MILPS spielt.

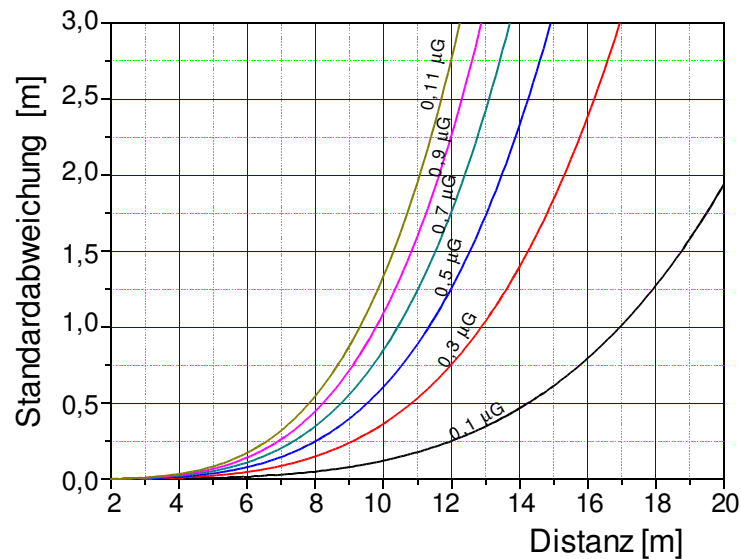


Abbildung 8.4: Simulierte Genauigkeit der Distanzen für unterschiedliche Standardabweichungen des Magnetfeldes

8.1.4 Magnetfeldsensoren

Magnetfeldsensoren werden massiv in vielen Anwendungen und Produkten eingesetzt, z.B. als Speichermedienlesern im Computer, als kontaktlose Sensoren in der Industrie. Hochempfindliche Magnetfeldsensoren werden genutzt, um ferromagnetische Objekte wie Minen oder U-Boote, die eine Veränderung der Erdmagnetfeldverteilung verursachen, zu detektieren (Magnetic Anomaly Detection, MAD).

Unterteilung von Magnetfeldsensoren nach Anwendungsbereichen

Magnetfeldsensoren werden nach ihrer Empfindlichkeit gegenüber dem Erdmagnetfeld hauptsächlich in drei Anwendungsbereiche unterteilt. Bei diesen Anwendungen muss die Wirkung des Erdmagnetfeldes, das von etwa 0,1 G bis 1 G (10^4 - 10^5 nT) variiert, berücksichtigt werden. Die Eigenschaften des Erdmagnetfeldes definieren die Grenzen zwischen diesen Anwendungsbereichen [LENZ, 1990], [LENZ u. EDELSTEIN, 2006]. Tabelle 8.1 zeigt diese drei Anwendungsbereiche.

10^{-5}G		1G
Hohe Empfindlichkeit	Mittlere Empfindlichkeit	Niedrige Empfindlichkeit
Definition: Messung der Magnetfelddifferenzen durch ein induziertes Feld aus dem Erdmagnetfeld oder durch einen eigenen permanenten magnetischen Dipolmoment	Definition: Messung der Schwankungen in der Amplitude und Richtung des Erdmagnetfeldes durch induzierte permanente Dipole	Definition: Messung von Feldern, die stärker als das Erdmagnetfeld sind.
Beispielanwendungen: MAD- Systeme, Kartierung der motorischen Hirnrindenfunktion usw.	Beispielanwendungen: Kompass, Auffinden von Minen in Minenfeldern, Aufsuchen von Mineralien usw.	Beispielanwendungen: Berührungslose Abtastung, Strommessung usw.
Sensoren: SQUID-Gradiometer, Magnetometer mit optisch gepumpten Gasen	Sensoren: Fluxgatemagnetometer	Sensoren: Fluxgatemagnetometer, Hall-Sensor

Tabelle 8.1: Anwendungsbereiche von Magnetfeldsensoren [LENZ, 1990] und [LENZ u. EDELSTEIN, 2006]

Unterteilung von Magnetfeldsensoren nach den benutzten physikalischen Effekten

Magnetfeldsensoren sind Sensoren, die eine von der magnetischen Feldstärke oder der magnetischen Induktion abhängige Größe in eine elektrische Größe umwandeln. Dafür nutzen sie verschiedene physikalische Effekte.

Search-Coil Magnetometer nutzen das Induktionsgesetz. Wenn sich der magnetische Fluss in einem spulenförmigen Leiter (um einen Ferritkern) ändert, dann wird eine zur dieser Änderung proportionale Spannung erzeugt.

Hall-Sensoren sind kostengünstige und sehr verbreitete Sensoren. Sie nutzen den sogenannten Hall-Effekt. Bei diesem Effekt wird eine Spannung entlang einer dünnen, stromdurchflossenen Halbleiterplatte erzeugt, wenn sie senkrecht von einer äußeren magnetischen Induktion durchsetzt wird. Die erzeugte elektrische Spannung ist proportional zur Feldstärke des magnetischen Feldes [LENZ u. EDELSTEIN, 2006].

Magnetoresistive Sensoren nutzen den sogenannten Magnetowiderstandseffekt. Bei diesem Effekt wird unter Einfluss eines äußeren Magnetfeldes der elektrische Widerstand in einer ferromagnetischen Dünnschichtlegierung geändert. Diese Sensoren sind einfach und kostengünstig, denn sie werden mit einem konstanten Strom betrieben. Die abgegriffene Spannung ist ein Maß für das gemessene Magnetfeld [LENZ u. EDELSTEIN, 2006].

Fluxgatemagnetometer bestehen aus einem Ferromagneten, umwickelt von zwei Spulen, einer Treiber-Spule, in welche ein Wechselfeld angelegt wird, und einer Meßspule. Sie nutzen die Nichtlinearität der Magnetisierungskurve B als Funktion von H des Ferromagnets, das durch ein periodisches Wechselfeld bis zur Sättigung magnetisiert wird [LENZ u. EDELSTEIN, 2006].

Protonenmagnetometer basieren auf der Messung der Präzessionsfrequenz der Protonen im Erd-

magnetfeld nach Abschalten eines Polarisationsfeldes. Die Präzessionsfrequenz ist proportional zur Feldstärke des magnetischen Totalfeldes [LENZ u. EDELSTEIN, 2006].

Absorptionszellenmagnetometer beruhen auf dem Zeemann-Effekt, der Aufspaltung der Spektrallinien im Magnetfeld. Der Frequenzabstand der aufgespaltenen Spektrallinien ist zur magnetischen Feldstärke proportional [KNÖDEL et al., 2005].

SQUID Sensoren: **SQUID** Sensoren (Superconducting QUantum Interference Device) (Supraleitende Quanteninterferenzeinheit) eignen sich für sehr präzise Messungen mit extrem geringen Magnetfeldänderungen. Sie basieren auf der Wechselwirkung von elektrischen Strömen und magnetischen Feldern, die bei bestimmten Materialien auftreten, wenn sie unter eine bestimmte Temperatur gekühlt werden und in einen supraleitenden Zustand übergehen [LENZ u. EDELSTEIN, 2006].

In der folgende Tabelle werden Daten einiger Magnetfeldsensoren aufgelistet:

	Fluxgatemagnetometer	Protonenmagnetometer	Magnetoresistiver Sensor
Auflösung (μG)	1	5	67
Dynamikbereich (mG)	Bis 1000	$2 \cdot 10^2$ bis $1 \cdot 10^3$	$-2 \cdot 10^3$ bis $2 \cdot 10^3$
Zeit für ein Meßzyklus	20 ms	0,5 bis 3s	6,25 ms
Temperaturbereich	-10° bis 40° C	-40° bis 55° C	-40° bis 85° C

Tabelle 8.2: Kenndaten einiger Magnetfeldsensoren

8.1.5 Einfluss vom metallischen und ferromagnetischen Materialien

Ferromagnetische Materialien

Ferromagnetische Materialien zeichnen sich dadurch aus, dass sie ein eigenes Magnetfeld erzeugen, wenn sie sich in der Nähe eines vorhandenen Magnetfeldes befinden (Abbildung 8.5) [STELLMACHER, 1998]. In der Praxis ist die Permeabilität (Durchlässigkeit von Materie für magnetische Felder) herkömmlicher Materialien wie Aluminium, Beton, Stahl, Holz, Plastik, etc. fast gleich der von Luft. Ihr Einfluss auf das Magnetfeld in ihrer Nähe ist unbedeutend klein [PRIGGE, 2004].

Metallische Materialien

Wechselmagnetfelder erzeugen Wirbelströme auf der Oberfläche von leitfähigen Gegenständen, die sogenannten Eddy-Ströme. Diese Wirbelströme erzeugen ihrerseits wegen des Induktionsgesetzes andere Magnetfelder (Eddy-Felder). Als Folge wird das Originalfeld verzerrt. Als Alternative zu Wechselmagnetfeld wird für das MILPS das gepulste Gleichstrom-Magnetfeld benutzt, weil es immun gegenüber Eddy-Feldern ist. Das Gleichstrom-Magnetfeld wird dabei für eine relativ kurze Zeitdauer (einige ms) erzeugt. Diese Zeitdauer wird durch die Zeit, die der verwendete Magnetfeldsensor für einen Messzyklus benötigt, bestimmt (s. Tabelle 8.2). Gepulste Magnetfelder erzeugen am Anfang und am Ende jeder Umschaltung ebenfalls Eddy-Felder, diese klingen allerdings nach kurzer Zeit (2 ms) ab (Abbildung 8.6) [HANSEN, 1998].

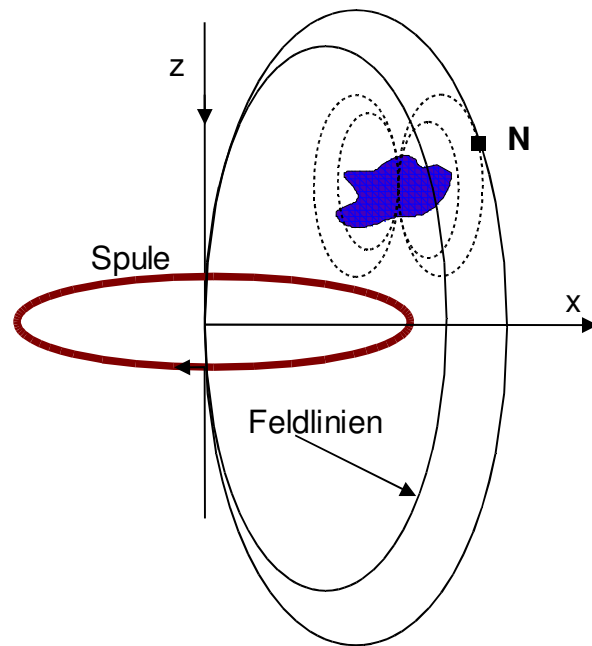


Abbildung 8.5: Einfluss ferromagnetischer Stoffe auf das Magnetfeld [PRIGGE, 2004]

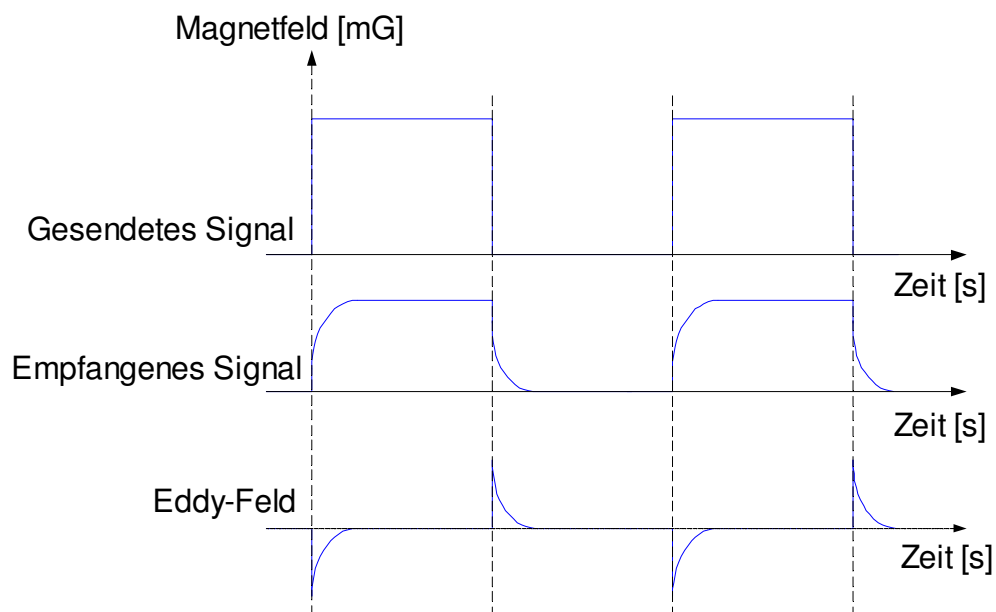


Abbildung 8.6: Pulsverzerrung durch Eddy-Felder [BLOOD, 1990]

8.1.6 Regulatorische Aspekte

Die maximalen Grenzwerte der magnetischen Flussdichte wurden sowohl von nationalen als auch von internationalen Organisationen festgelegt. Am Arbeitsplatz, bei einem quasi-ständigen Betrieb, liegt der maximale Grenzwert auf 5000 mG (500 μ T). Für die ständige Exposition in Wohnungen ist

der maximale Grenzwert auf 1000 mG (100 μ T) heruntersetzt. In [EURELECTRIC, 2003] sind die Grenzwerte l nderbezogen dargestellt. Die Feldstärken des in dieser Arbeit entwickelten Positionierungssystems liegen weit unterhalb dieser Grenzwerte. Das MILPS kann daher problemlos betrieben werden.

8.2 Positionierung mittels magnetischen Feldes

8.2.1 Stand der Technik

Im Allgemeinen lassen sich Positionierungssysteme auf der Basis von Magnetfeldern in zwei Kategorien unterteilen: in Systeme, die magnetische Wechselfelder benutzen, und in Systeme, die Gleichfelder benutzen. Ein System, das gleichzeitig sinusförmige Magnetfelder mit unterschiedlichen Frequenzen verwendet, ist in [KUIPERS, 1975] beschrieben. Am Empfänger werden die Magnetfelder nach der Frequenz ausgefiltert und die zurückgelegten Strecken zwischen der Magnetfeldquelle und dem Empfänger hergeleitet. Dieses Verfahren ist als Frequency Division Multiple Access (FDMA) bekannt. Systeme mit gepulsten Gleichfeldern sind in [BLOOD, 1990] und [ANDERSON, 1995] beschrieben. Dabei werden die Felder zeitlich nacheinander erzeugt. Dieses Verfahren ist als TDMA-Verfahren (Time Division Multiple Access) bekannt.

In der Regel werden magnetfeldbasierende Positionierungssysteme nur für kurze Reichweiten konzipiert (bis zu 1 m). Es werden meistens rechtwinklig zueinander stehende Spulen, die in einem Punkt platziert sind, für die Erzeugung von Magnetfeldern verwendet [PAPERNO et al., 2001], [RAAB et al., 1979].

Der Aufbau eines magnetischen Systems für die Bestimmung der Position und der Orientierung des von einem Piloten getragene Helms (Abbildung 8.7) ist in [EGLI et al., 1981] beschrieben. Das System ermöglicht dem Piloten, Informationen über die von ihm erfassten Objekte in Echtzeit an die Elektronik des Flugzeugs weiterzuleiten. Es besteht aus einer Sendeantenne für die Übertragung des magnetischen Feldes und einer Empfangsantenne für die Erfassung der magnetischen Feld-Vektoren. Die Sende- und Empfangsantennen werden von einer Steuereinheit gesteuert. In [HANSEN, 1986] ist ein System zur Position und Orientierung eines Objekts beschrieben. Dieses System unterscheidet sich von anderen Systemen dadurch, dass das zu positionierende Objekt ein Permanentmagnet ist und die Referenzstationen dreiachsige Magnetfeldsensoren (Hallsensoren) beinhalten (Abbildung 8.8). In [PRIGGE, 2004] wird ein System für die Indoor-Positionierung vorgestellt, das verteilte Spulen benutzt. Um Signale von unterschiedlichen Spulen herausfiltern zu können, benutzt das System das aufwendige CDMA-Verfahren (Code Division Multiple Access). Dabei senden alle Spulen mit unterschiedlichen Codes (Abbildung 3.9). Dem Empfänger sind alle in Gebrauch stehenden Codes bekannt. Die Rückgewinnung der Signale und die Identifikation der Spulen geschieht durch eine Korrelation (s. Abbildung 3.9 in Kap. 3.9).

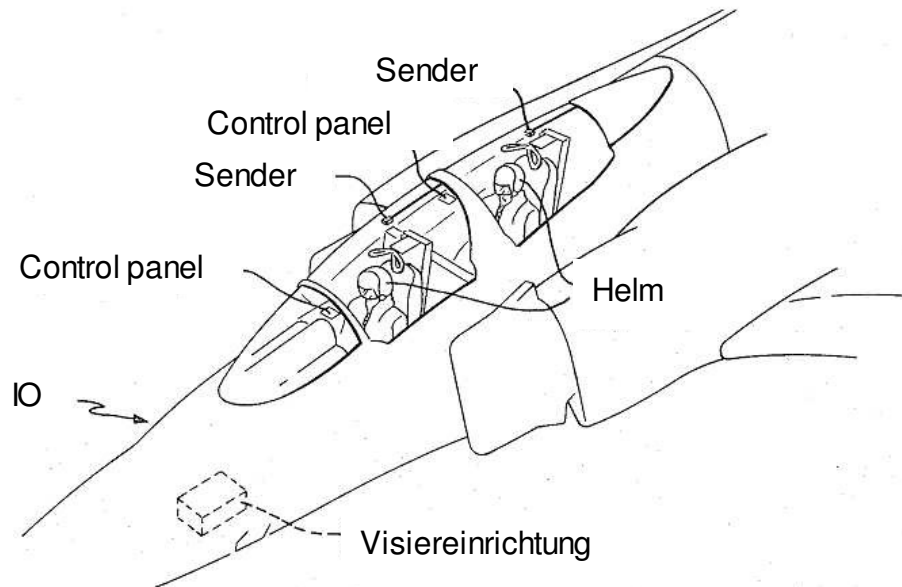


Abbildung 8.7: Helm-montiertes Sichtsystem [EGLI et al., 1981]

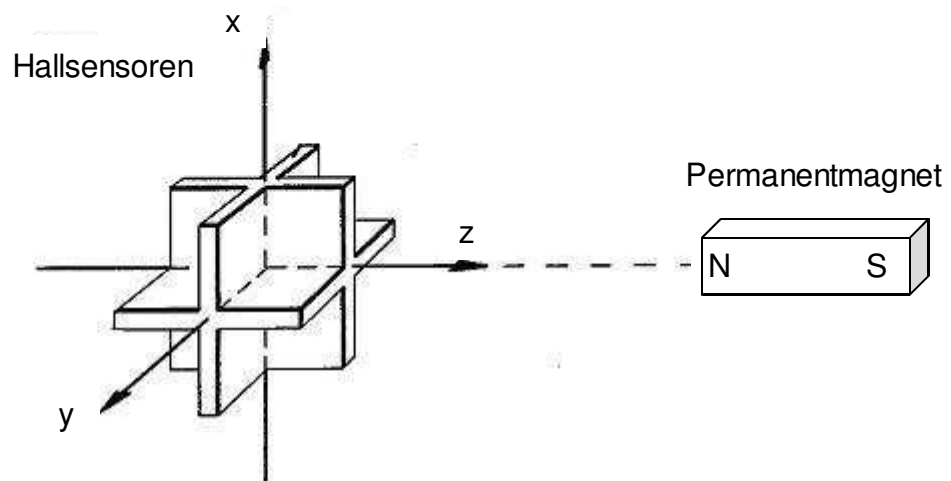


Abbildung 8.8: Positionierungssystem mit einem Permanentmagnet [HANSEN, 1986]

Im medizinischen Bereich wurde ein System für die Führung medizinischer Instrumente bei chirurgischen Eingriffen ohne den Einsatz von Röntgenstrahlen entwickelt [TANASE et al., 2003]. Das System besteht aus einer 3D-Magnetfeldquelle und einem 3D-Magnetfeldsensor, der sich an der Spitze des medizinischen Instruments befindet. Bei einem vergleichbaren System kann mithilfe des Magnetfeldes für Diagnose- und Behandlungszwecke drahtlos ein Objekt, das sich im Inneren des menschlichen Körpers bewegt, geortet werden. In einer Beispielsanwendung, die in [TANASE et al., 2003] beschrieben ist, wird ein kleiner Dauermagnet als Magnetfeldquelle verwendet (keine Stromversorgung). Mithilfe von Magnetfeldsensoren, die an bekannten Positionen um den menschlichen Körper platziert werden, wird das Magnetfeld gemessen und daraus die Position und Orientierung des Objektes berechnet.

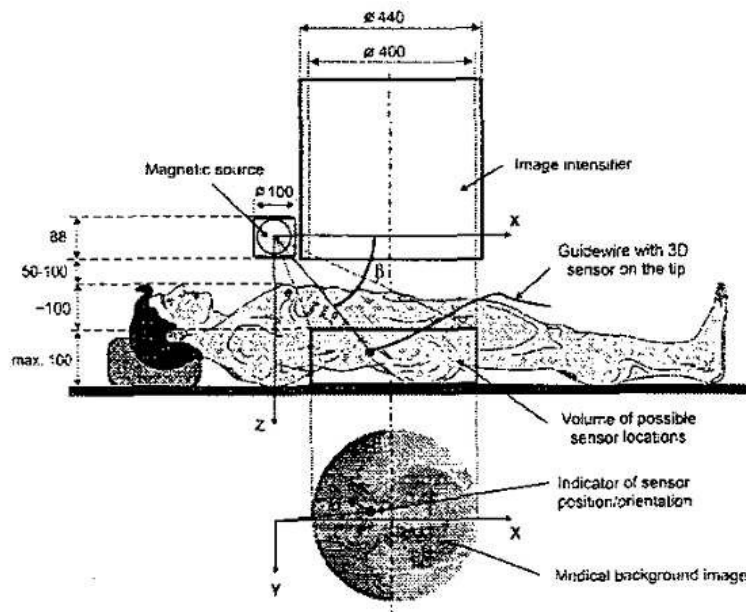


Abbildung 8.9: Magnetfeld-basiertes Lenksystem für medizinische Instrumente [TANASE et al., 2003]

Kommerziell sind die Firmen Polhemus [POLHEMUS, 2008] und Ascension [ASCENSION, 2008] Marktführer bei der Erstellung von Tracking Systemen auf der Basis von Magnetfeldern für reale und virtuelle Umgebungen. Das bekannteste Produkt der Firma Polhemus ist das System Fasttrak. Seine Reichweite ist auf 1,5 m begrenzt, kann aber durch einen speziellen Sender, den Long ranger auf 4,6 m erweitert werden. Es hat eine 120 Hz Update-Rate, die zwischen den Sensoren aufgeteilt wird. Polhemus verwendet ein Wechselmagnetfeld. Die Filter-Einheit (Fehler: Referenz nicht gefunden) hat Eingänge für bis zu vier separate Sensoren und wird mit dem Rechner mittels einer seriellen oder USB- Schnittstelle verbunden.



Abbildung 8.10: Das Fasttrak System der Firma Polhemus [POLHEMUS, 2008]

Seit ihrer Gründung im Jahr 1986 hat die Firma Ascension ein breites Einsatzgebiet gewonnen, von High-Tech-Forschungslabors bis zur Unterhaltungsindustrie. Das in diesem Zusammenhang interessanteste Produkt von Ascension ist „Flock of Birds“. Es basiert auf Gleichmagnetfeldern, welche eine Reihe von Vorteilen gegenüber Wechselmagnetfeldern haben. Die Reichweite beträgt ca. 0,9 m

und kann auf maximal 3 m erweitert werden. Die Update-Rate beträgt 144 Hz, die allerdings nicht zwischen den Sensoren aufgeteilt wird.

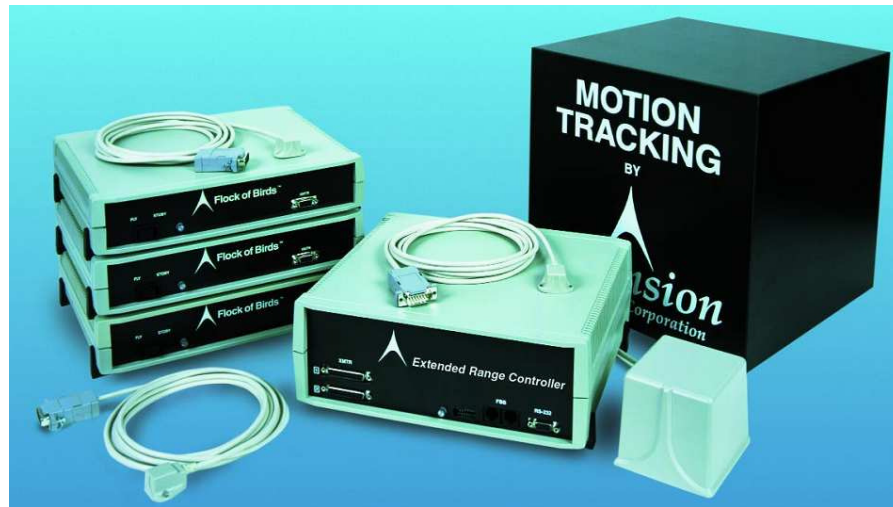


Abbildung 8.11: Das Flock of Birds von Ascension [ASCENSION, 2008]

Wie aus den Beispielen ersichtlich ist, wird die Positionierung mittels Magnetfeldern in zahlreichen innovativen Gebieten eingesetzt. Momentan decken die genannten Systeme jedoch nur räumlich kleine Bereiche ab.

8.2.2 Positionierungsalgorithmus

Bisherige Ansätze zur Positionierung mit Hilfe von einem von einer Spule erzeugten Magnetfeld benutzen mindestens drei Spulen und benötigen für die eindeutige Positionsbestimmung eine zusätzliche vierte Spule oder eine Zusatzbedingung [RAAB et al., 1979], [DONG et al., 2004] und [PRIGGE, 2004]. Im Folgenden wird ein neues Positionierungsverfahren vorgestellt, das durch Verwendung eines zweiachsigen Neigungssensors mit nur zwei Spulen auskommt. Dabei wird nicht nur die Position, sondern auch die Orientierung der mobilen Station bestimmt. Für die eindeutige Bestimmung der Position müssen auch zusätzliche Informationen zur Verfügung gestellt werden.

Abgesehen von ihrer Einfachheit erhöht diese Methode die Geschwindigkeit der Lokalisierung, denn eine einmalige Erregung von nur zwei Spulen ist im Prinzip ausreichend, um alle Informationen für die Position und Orientierung der mobilen Station zu erhalten.

Bestimmung der Position ausgehend von nur zwei Spulen

Das Prinzip der Positionsbestimmung basiert auf der Ermittlung des Elevationswinkels θ und der Distanz r zum Spulenzentrum. Wie aus der Abbildung 8.12 zu entnehmen ist, befindet sich die Mobilstation auf einem um die Achse der Spule 1 konzentrischen Kreis C_1 , der durch den Winkel θ_1 und den Abstand r_1 bestimmt ist. Fügt man eine zweite Spule hinzu und ermittelt man den zweiten Winkel θ_2 und den Abstand r_2 , die den Kreis C_2 beschreiben, so sind die Schnittpunkte der beiden Kreise eine mögliche Lösung der gesuchten Position.

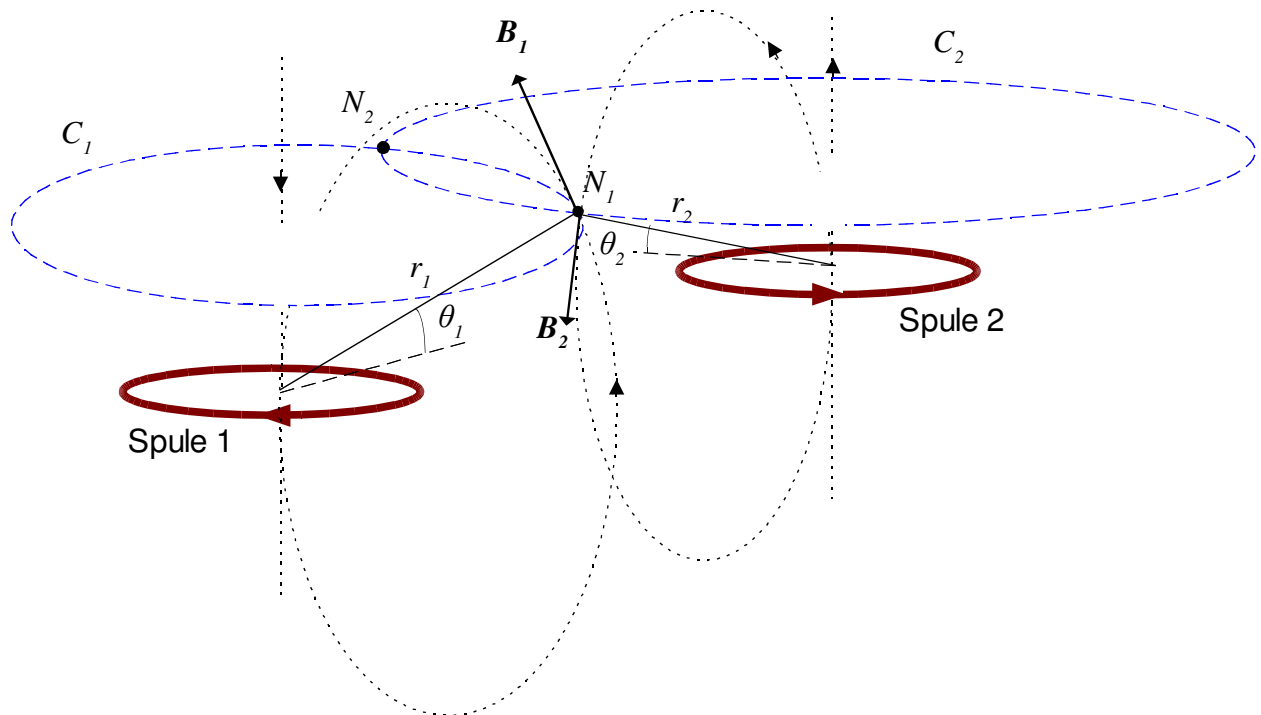


Abbildung 8.12: Positionierungsprinzip des MILPS mit zwei Spulen

Die Bestimmung der Elevationswinkel θ und der Distanz r wird in drei Schritten durchgeführt. zunächst wird mit Hilfe eines zweiachsigen Neigungssensors die Inklination berechnet. Aus der Inklination wird als erstes der Elevationswinkel und danach die Distanz berechnet. Diese Schritte werden im Folgenden detailliert beschrieben.

Bestimmung der Inklination

Ähnlich dem Geomagnetfeld kann das von der Spule erzeugte Magnetfeld mit Hilfe der Deklination D und der Inklination I_n des Magnetfeldes \vec{B} beschrieben werden. Die Inklination I_n ist der Winkel, den der Magnetfeldvektor \vec{B} mit der horizontalen Ebene bildet.

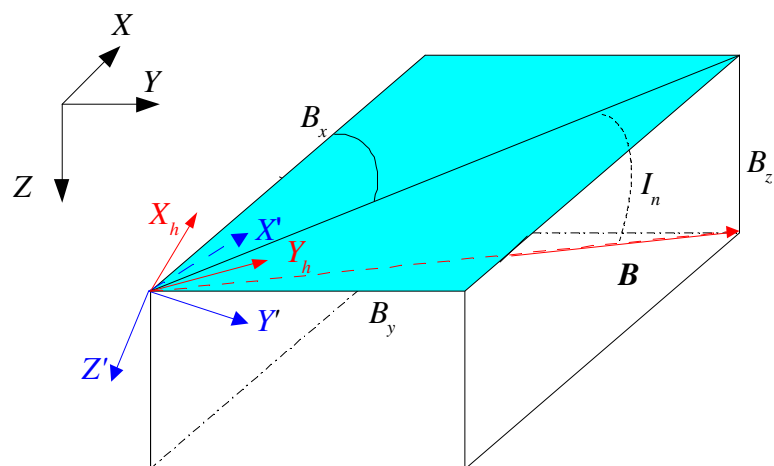


Abbildung 8.13: Deklination und Inklination eines Magnetfeldes

Um I_n zu bestimmen, wird an dem Magnetfeldsensor ein zweiachsiger Neigungssensor angebracht, der den Neigungswinkel β (Pitch) und die Drehung κ (Roll) liefert. Das Azimut α bleibt zunächst unbekannt und wird später berechnet. Die entsprechenden Transformationsmatrizen lauten dann:

$$R_x(\kappa) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos \kappa & -\sin \kappa \\ 0 & \sin \kappa & \cos \kappa \end{bmatrix}, \quad R_y(\beta) = \begin{bmatrix} \cos \beta & 0 & \sin \beta \\ 0 & 1 & 0 \\ -\sin \beta & 0 & \cos \beta \end{bmatrix} \text{ und} \quad (8.9)$$

$$R_z(\alpha) = \begin{bmatrix} \cos \alpha & -\sin \alpha & 0 \\ \sin \alpha & \cos \alpha & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

Der Magnetfeldsensor misst die drei Komponenten $B_{x'}$, $B_{y'}$ und $B_{z'}$ des Magnetfeldes in dem lokalen Koordinatensystem (X', Y', Z') . Unter Benutzung der gesamten Drehmatrix R :

$$R(\alpha, \beta, \kappa) = \begin{bmatrix} \cos \alpha \cos \beta & \cos \alpha \sin \beta \sin \kappa - \sin \alpha \cos \kappa & \cos \alpha \sin \beta \cos \kappa + \sin \alpha \sin \kappa \\ \sin \alpha \cos \beta & \sin \alpha \sin \beta \sin \kappa + \cos \alpha \cos \kappa & \sin \alpha \sin \beta \cos \kappa - \cos \alpha \sin \kappa \\ -\sin \beta & \cos \beta \sin \kappa & \cos \beta \cos \kappa \end{bmatrix} \quad (8.10)$$

die sich aus der Multiplikation der drei Transformationsmatrizen ergibt, sind dann die Komponenten des Magnetfeldes im Spulensystem (X, Y, Z)

$$(B_x, B_y, B_z)^T = R (B_{x'}, B_{y'}, B_{z'})^T \quad (8.11)$$

Die Magnetfeldkomponente B_z lässt sich unabhängig von dem Azimut folgendermaßen berechnen.

$$B_z = -B_{x'} \sin \beta + B_{y'} \cos \beta \sin \kappa + B_{z'} \cos \beta \cos \kappa \quad (8.12)$$

Die Inklination I_n erfüllt dann folgende Gleichung:

$$\sin I_n = \frac{B_z}{B} \quad (8.13)$$

Also

$$\sin I_n = \frac{-B_{x'} \sin \beta + B_{y'} \cos \beta \sin \kappa + B_{z'} \cos \beta \cos \kappa}{\sqrt{B_{x'}^2 + B_{y'}^2 + B_{z'}^2}} \quad (8.14)$$

Bestimmung des Elevationswinkels θ

Sei I_n die Inklination des Magnetfeldvektors \vec{B} und ψ der Winkel zwischen dem Vektor \vec{B} und dem radialen Vektor \vec{e}_r (Abbildung 8.14).

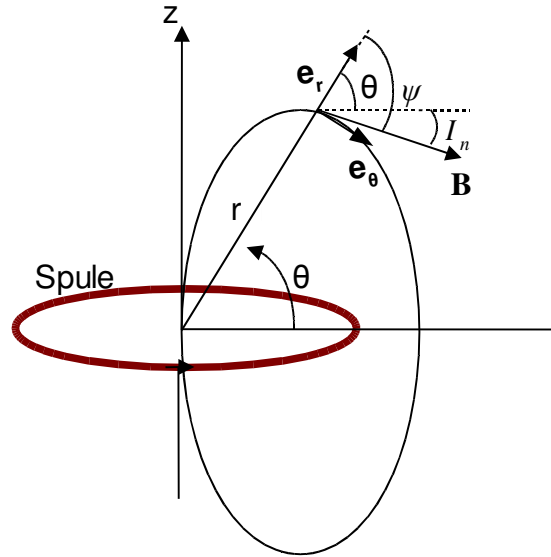


Abbildung 8.14: Darstellung der Elevations- und Inklinationswinkel

Aus den Gleichungen (8.5) gilt für $\theta \neq \mp 90^\circ$:

$$\tan(\psi) = \frac{B_\theta}{B_r} = \frac{1}{2 \tan(\theta)} \quad (8.15)$$

da $\psi = \theta + I_n$ ist, ergibt sich:

$$\tan(\psi) = \tan(\theta + I_n) = \frac{\tan(\theta) + \tan(I_n)}{1 - \tan(\theta) \tan(I_n)} \quad (8.16)$$

und somit

$$\frac{1}{2 \tan(\theta)} = \frac{\tan(\theta) + \tan(I_n)}{1 - \tan(\theta) \tan(I_n)} \quad (8.17)$$

Der Winkel θ erfüllt dann folgende quadratische Gleichung:

$$2 \tan^2(\theta) + 3 \tan(I_n) \tan(\theta) - 1 = 0 \quad (8.18)$$

und lässt sich wie folgt berechnen:

$$\theta = \arctan \left(\frac{-3}{4} \tan(I_n) \mp \sqrt{\left(\frac{3}{4} \tan(I_n) \right)^2 + \frac{1}{2}} \right) \quad (8.19)$$

Bestimmung des Abstandes r

Nachdem im ersten Schritt der Winkel θ berechnet wurde, lässt sich der Abstand r aus der Gleichung (8.7) wie folgt berechnen:

$$r = \left(\frac{\mu_0 P_m}{4 \pi B} (1 + 3 \sin^2(\theta))^{\frac{1}{2}} \right)^{\frac{1}{3}} \quad (8.20)$$

Mögliche Lösungsansätze für die Mehrdeutigkeit der Position

Wie in der Abbildung 8.12 zu sehen ist, schneiden sich die Kreise C_1 und C_2 in zwei Punkten. Die Gleichung (8.19) ergibt aber zwei Lösungen für den Winkel θ und somit kommen noch zwei mögliche Kreise unterhalb der Spulen hinzu. Somit ergeben sich daraus vier Möglichkeiten für die Position. Um diese Mehrdeutigkeit in der Position zu lösen, müsste eine dritte Spule herangezogen werden. Weitere Lösungsansätze werden im Folgenden vorgeschlagen:

Tracking: Der Startpunkt der mobilen Station wird a priori mit Hilfe von drei Spulen bestimmt, danach kann die Position unter Verwendung von zwei Spulen kontinuierlich nachverfolgt werden.

Infrastruktur: Die Spulen sollen im Gebäude so platziert werden, dass einige mögliche Lösungen ausgeschlossen werden (z.B. Position ist außerhalb des Gebäudes).

Multisensornavigation: Anbringen von Zusatzsensoren wie RFID, um zu erkennen in welchem Bereich sich die Mobilstation befindet.

Bestimmung des Azimutwinkels

Mit den Neigungs- und Drehmatrizen R_x und R_y lässt sich das Lokale Koordinatensystem (X', Y', Z') in ein Zwischenkoordinatensystem (X_h, Y_h, Z) transformieren, wobei (X_h, Y_h) eine horizontale Ebene bildet (Abbildung 8.14).

$$(B_{x_h}, B_{y_h}, B_z)^T = R_x R_y (B_{x'}, B_{y'}, B_{z'})^T \quad (8.21)$$

Die letzte zu bestimmende Transformationsmatrix ist die Matrix

$$R_z(\alpha) = \begin{bmatrix} \cos \alpha & -\sin \alpha & 0 \\ \sin \alpha & \cos \alpha & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (8.22)$$

Die Beziehung zwischen den Komponenten des Magnetfelds im Zwischenkoordinatensystem (X_h, Y_h, Z) und im globalen Koordinatensystem (X, Y, Z) ist:

$$(B_x, B_y, B_z)^T = R_z (B_{x_h}, B_{y_h}, B_z)^T \quad (8.23)$$

Es ergibt sich dann:

$$\begin{bmatrix} B_x \\ B_y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \alpha & -\sin \alpha \\ \sin \alpha & \cos \alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} B_{x_h} \\ B_{y_h} \end{bmatrix} \quad (8.24)$$

und daraus:

$$\begin{bmatrix} B_x \\ B_y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -B_{y_h} & B_{x_h} \\ B_{x_h} & B_{y_h} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sin \alpha \\ \cos \alpha \end{bmatrix} \quad (8.25)$$

Ist die Matrix $\begin{bmatrix} -B_{y_h} & B_{x_h} \\ B_{x_h} & B_{y_h} \end{bmatrix}$ invertierbar, dann lässt sich der Azimutwinkel α eindeutig bestimmen.

$$\begin{bmatrix} \sin \alpha \\ \cos \alpha \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -B_{y_h} & B_{x_h} \\ B_{x_h} & B_{y_h} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} B_x \\ B_y \end{bmatrix} \quad (8.26)$$

Die Komponenten des Magnetfeldes im Magnetfeldsensor an der Position (x, y, z) werden durch folgende Gleichung berechnet:

$$\begin{aligned} B_x &= 3 \cdot \frac{\mu_0 P_m}{4\pi} \frac{(x-x_i)(z-z_i)}{r_i^5} \\ B_y &= 3 \cdot \frac{\mu_0 P_m}{4\pi} \frac{(y-y_i)(z-z_i)}{r_i^5} \\ B_z &= 3 \cdot \frac{\mu_0 P_m}{4\pi} \frac{2(z-z_i)^2 - (x-x_i)^2 - (y-y_i)^2}{r_i^5} \end{aligned} \quad (8.27)$$

wobei r_i die Entfernung zu der Spule i mit den Koordinaten (x_i, y_i, z_i) ist.

8.3 Versuche zur Strecken- und Winkelmessung

8.3.1 Messaufbau

Das System besteht aus einer Spule und einem Magnetfeldsensor. Die Steuerung der Stromquelle für die Spule und das Auslesen der Sensordaten erfolgt über die parallele bzw. die serielle Schnittstelle eines PCs mit dem Programm Matlab, mit dem auch die Auswertung und Darstellung der Messdaten gleichzeitig durchgeführt werden kann.

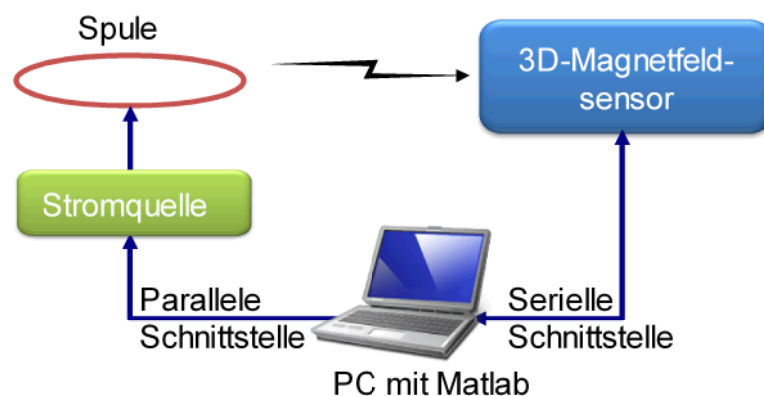


Abbildung 8.15: Messaufbau zur Streckenmessung in einem Magnetfeld

Für die Messung der drei Vektorgößen des Magnetfeldes wurde ein magnetoresistiver Magnetometer verwendet (s. Abbildung 8.16). Einige seiner Kenndaten sind in der Tabelle 8.2 dargestellt.

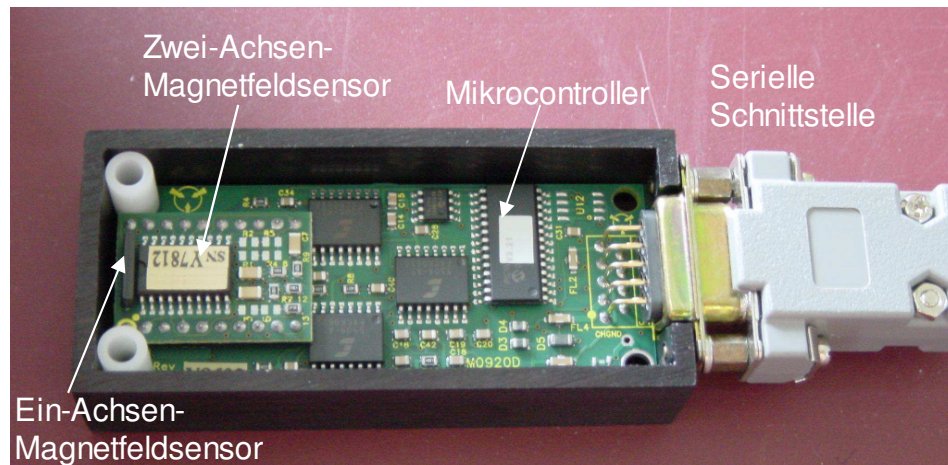


Abbildung 8.16: Verwendeter Magnetfeldsensor

8.3.2 Messung des Erdmagnetfeldes

Im Gebäude überlagern sich Störungfelder mit dem Erdmagnetfeld. Ein Beispiel für ein gemessenes Magnetfeld ist in Abbildung 8.17 dargestellt. Nach einer spektralen Analyse erkennt man die Störungfelder der 50 Hz-Stromleitungen im Gebäude (Abbildung 8.18). Weitere Störungfelder sind im niedrigen Frequenzbereich vorhanden. Die Störmagnetfelder sind immer präsent und werden mit Methoden der Signalverarbeitung (Digitale Filterung) behandelt.

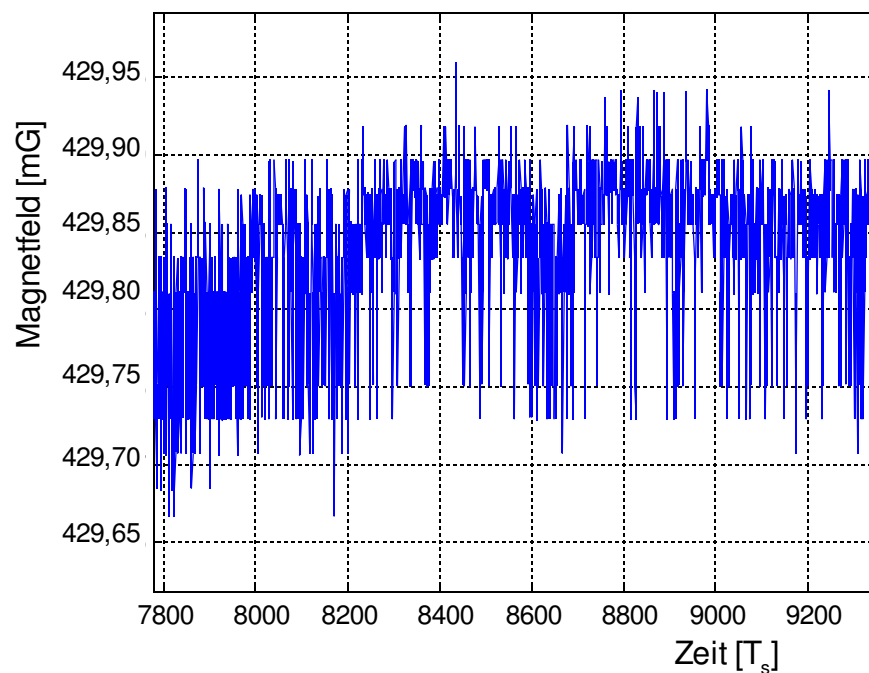


Abbildung 8.17: Beispiel eines gemessenen Magnetfeldes im Gebäude

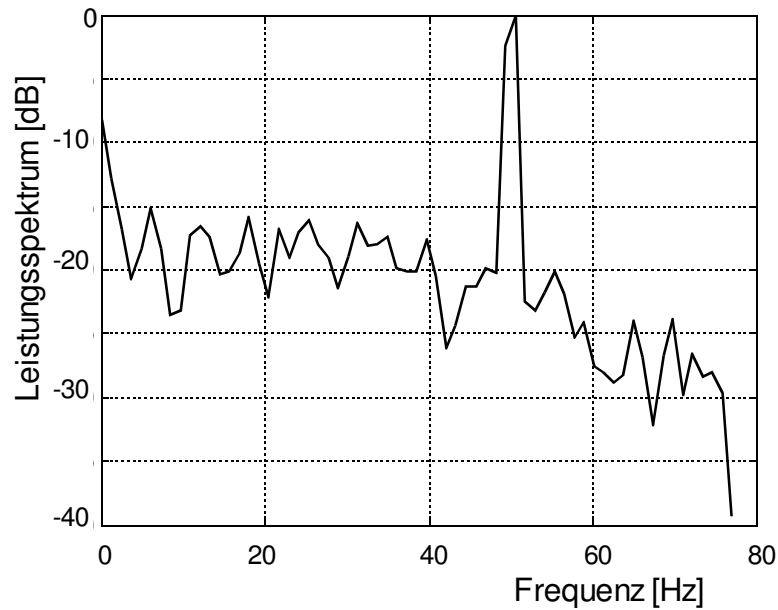


Abbildung 8.18: Leistungsdichtespektrum des gemessenen Magnetfeldes

8.3.3 Reichweite und Streckengenauigkeit

Zur Überprüfung der Reichweite des Systems und der Streckengenauigkeit wurden Messungen im Gebäude durchgeführt (Abbildung 8.19).

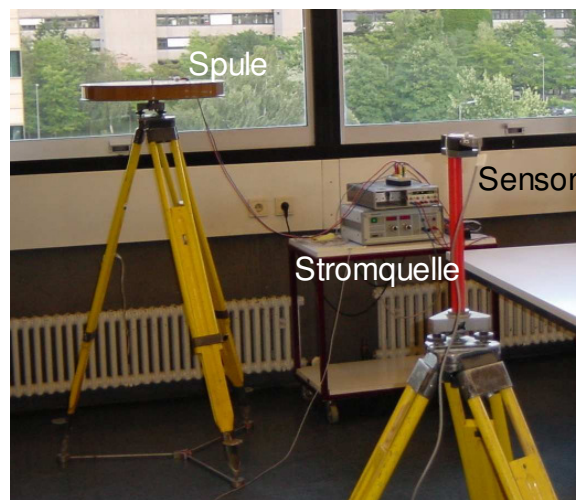


Abbildung 8.19: Experimenteller Aufbau

Die Abbildung 8.20 zeigt das gemessene Magnetfeld (nach Eliminierung von Ausreißern) beim periodischen Hintereinanderschalten der Spule in Plus- und Minus-Stromrichtungen. Dabei befindet sich der Magnetfeldsensor 4,2 m entfernt von dem Zentrum der Spule auf der Spulenebene. Auf den Abbildungen ist zu sehen, dass das gemessene Magnetfeld bei einer Entfernung von 4,2 m (Abbildung 8.20) und sogar auch bei 12,6 m (Abbildung 8.21) ein ausreichend gutes SNR besitzt.

Die Abtastperiode beträgt $T_s = 6,5 \text{ ms}$.

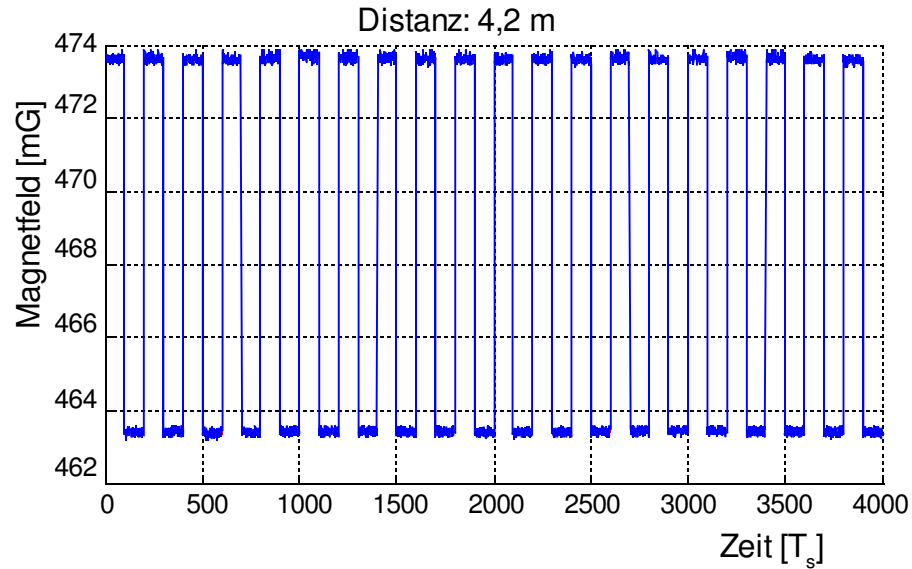


Abbildung 8.20: Gemessenes Magnetfeld bei 4,2 m Entfernung

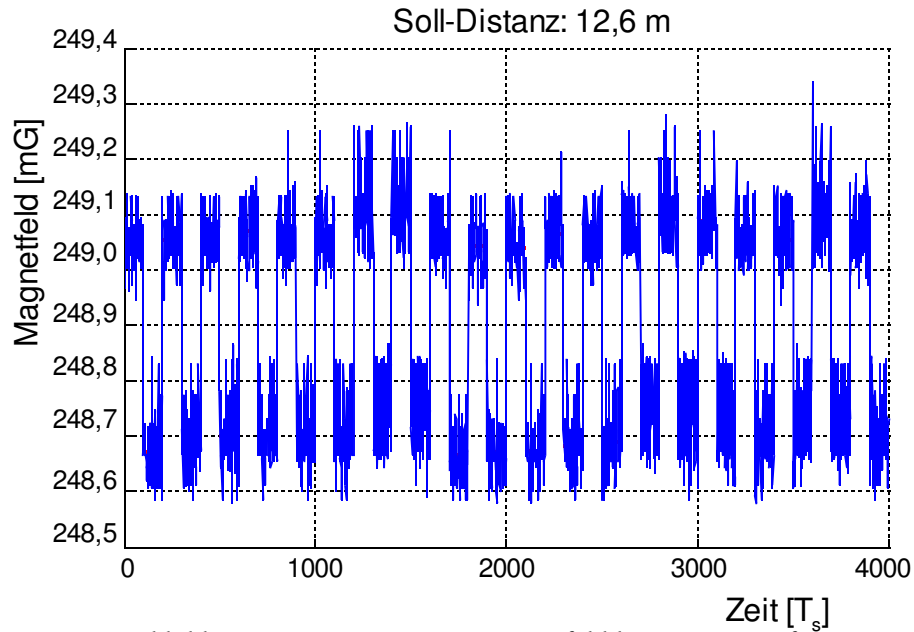


Abbildung 8.21: Gemessenes Magnetfeld bei 12,6 m Entfernung.

In der Abbildung 8.20 ist das gemessene Magnetfeld für jeweils ein Messzyklus (Umschalten der Spule in Plus-Stromrichtung gefolgt von Minus-Stromrichtung) dargestellt. Bei diesen beiden Stromrichtungen sind die jeweils gemessenen Magnetfelder B_p (Plus-Richtung) und B_m (Minus-Richtung) durch:

$$\begin{aligned} B_p &= B_s + B_e + B_n \\ B_m &= -B_s + B_e + B_n \end{aligned} \quad (8.28)$$

angegeben, wobei B_s das von der Spule erzeugte Magnetfeld, B_e das momentane Erdmagnetfeld und B_n das Störmagnetfeld aus der Gebäudehaustechnik (Fahrstühle, Stromleitungen, Elektrogerä-

te usw.) sind. Bei den kurzen Umschaltzeiten wird angenommen, dass sich das langperiodische Erdmagnetfeld nicht verändert hat und dass seine Variation als Rauschen wahrgenommen wird.

Nach Subtraktion der beiden Gleichungen in (8.28) erhält man näherungsweise:

$$B_s = \frac{B_p - B_m}{2} \quad (8.29)$$

Aus der Gleichung (8.20) lassen sich die Entfernungen zum Spulenzentrum berechnen. Die berechneten Distanzen haben demzufolge relativ kleine Schwankungen (cm-Bereich). Die jeweils berechneten Distanzen sind in Abbildung 8.22 und Abbildung 8.23 dargestellt.

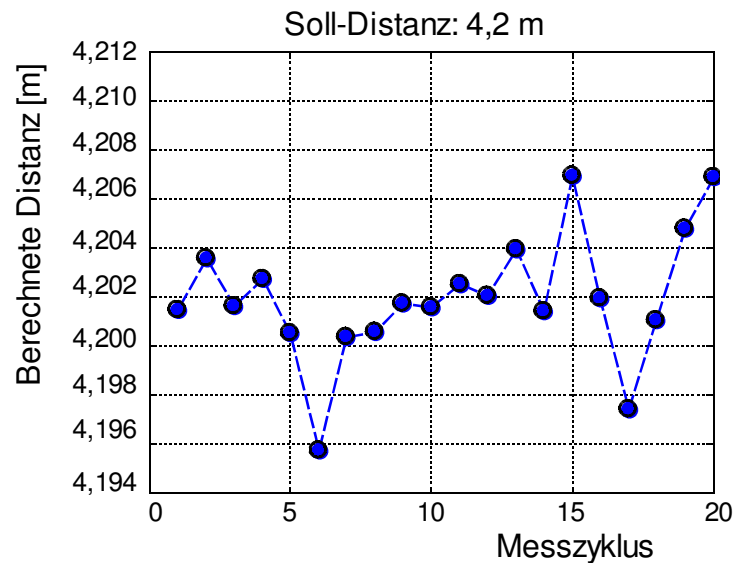


Abbildung 8.22: Berechnete Distanzen bei einer Sollstrecke von 4,2 m

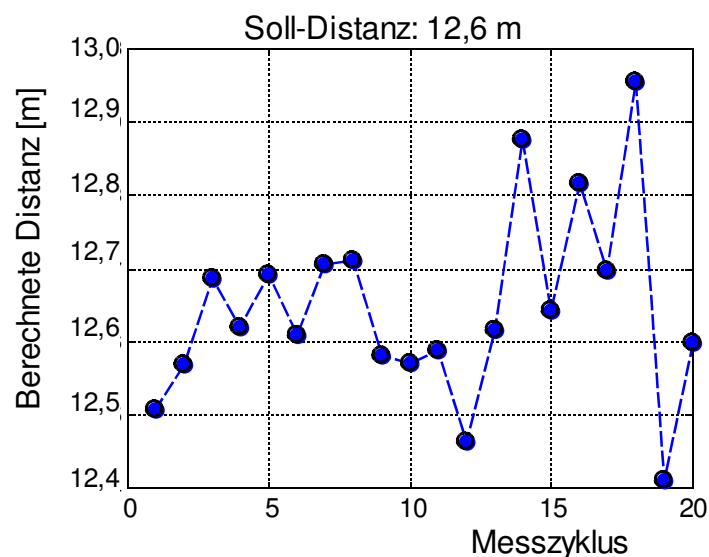


Abbildung 8.23: Berechnete Distanzen bei einer Sollstrecke von 12,6 m

Bei sehr großen Entfernungen verschlechtert sich das SNR drastisch, denn die Magnetfeldstärke der Spule nimmt laut Gleichung 8.7 bei zunehmender Entfernung r mit $\frac{1}{r^3}$ ab.

In der Abbildung 8.24 ist das gemessene Magnetfeld bei einer Entfernung von 16,61 m dargestellt.

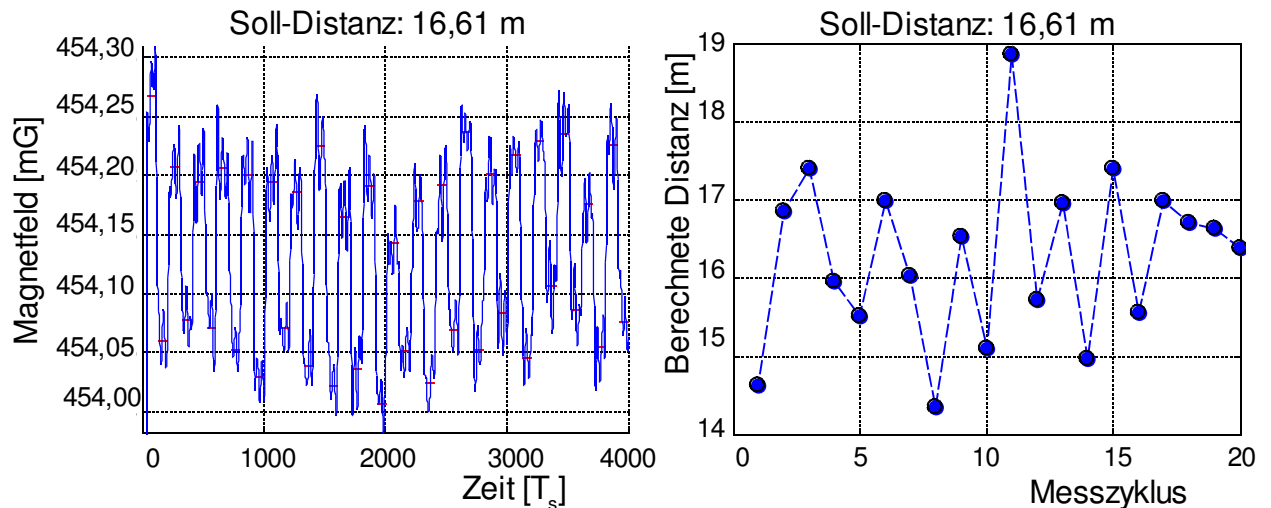


Abbildung 8.24: Gemessenes Magnetfeld (links) bei 16,61 m Entfernung und die daraus berechneten Distanzen (rechts)

8.3.4 Messzyklus

Die Spule soll so lange in einer Richtung (Plus oder Minus) mit Strom gespeist werden, bis genug Abtastwerte aus dem Magnetfeldsensor vorliegen, und so kurz betrieben werden, dass sich das Erdmagnetfeld nicht bedeutend verändert. In der Praxis hat sich gezeigt, dass eine Dauer von $30 \cdot T_s$ (195 ms) zufriedenstellende Ergebnisse in der Entfernung, auch unter Einfluss von zeitveränderlichen äußeren Störmagnetfeldern, liefert (s. Abbildung 8.26).

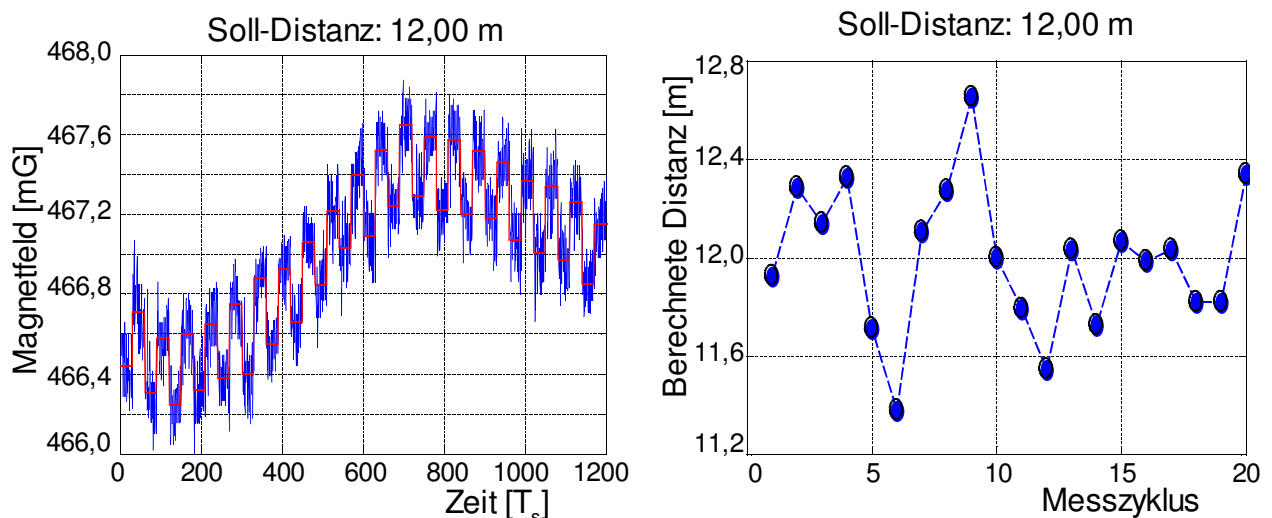


Abbildung 8.25: Berechnete Distanz (rechts) bei langzeitveränderlichen Störmagnetfeldern (links)

8.3.5 Messungen durch Wände

Einer der wichtigsten Vorteile der Streckenmessung mittels statischer Magnetfelder ist die Fähigkeit, ohne Dämpfung und Verzögerung durch Wände zu messen.

In einem Versuch wurde eine 2,5 m Strecke durch eine 26 cm dicke Stahlbetonwand gemessen. Das gemessene Magnetfeld ist in Abbildung 8.26 zu sehen. Die Streckengenauigkeit ist unverändert im mm-Bereich geblieben.

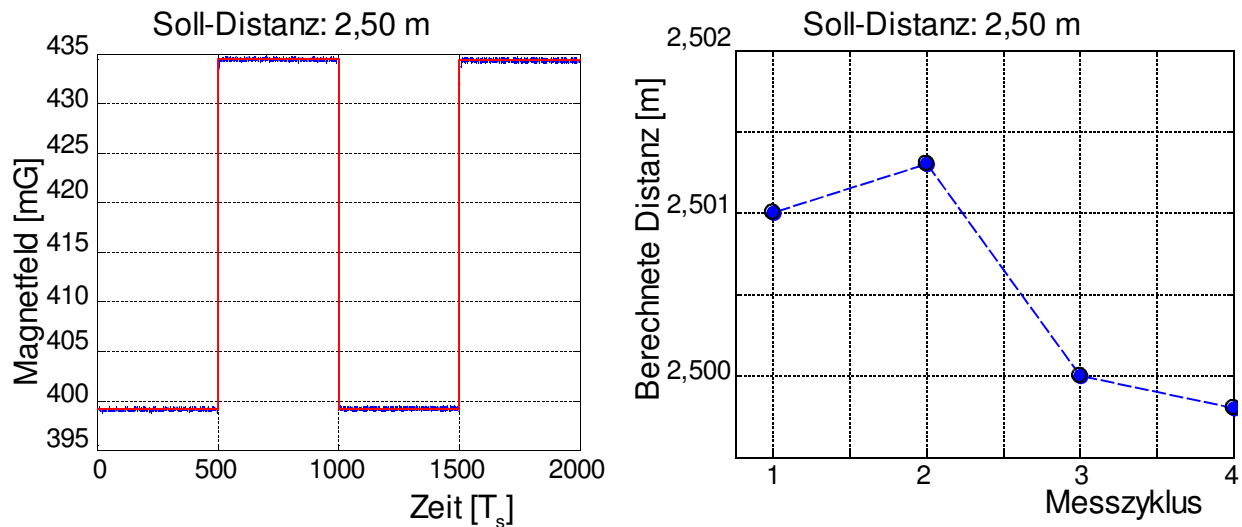


Abbildung 8.26: Messung durch eine 26 cm dicke Stahlbetonwand

8.3.6 Bestimmung des Azimutwinkels

Für die Bestimmung des Azimutwinkels wurde der Sensor auf einem Drehtisch in einer horizontalen Lage aufgebaut (Abbildung 8.27).

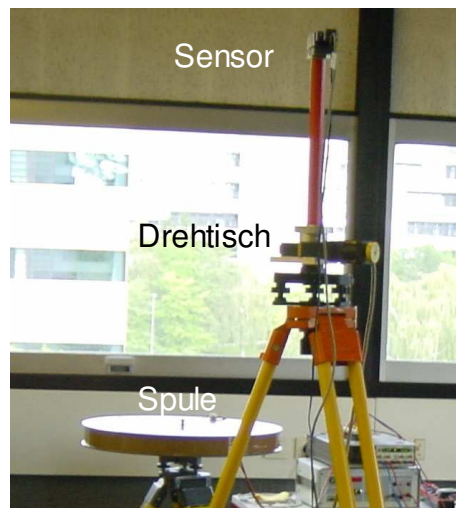


Abbildung 8.27: Messaufbau zur Bestimmung des Azimutwinkels

Der Sensor wurde mit einem Schrittinkel von 10° gedreht. Aus den gemessenen Magnetfeldkomponenten wurde gemäß Gleichung (8.26), relativ zu einer 2 m entfernten Spule, der Azimutwinkel

berechnet. Die Berechnung liefert die Werte des Azimutwinkels mit einer Genauigkeit von 1° (Abbildung 8.28).

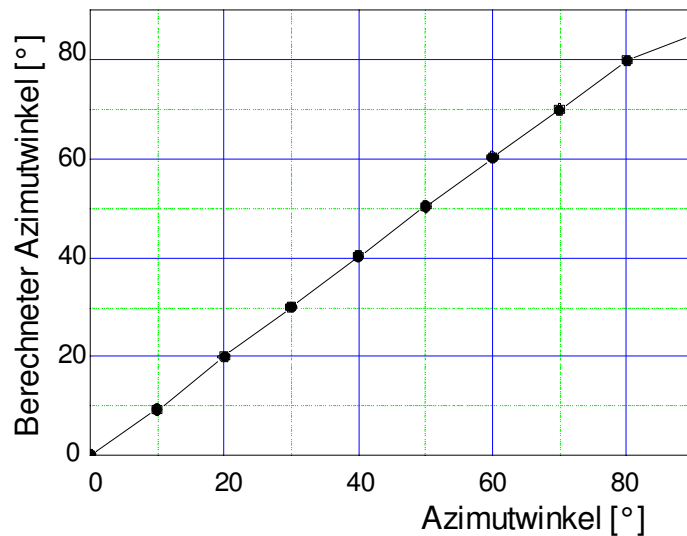


Abbildung 8.28: Bestimmung des Azimutwinkels

8.3.7 Adaptive Rauschreduktion mit Hilfe eines Referenzsensors

Die bisherige Methode zur Befreiung des Signals vom Rauschen ist die Verwendung eines digitalen Filters mit konstanten Koeffizienten. Der Filterentwurf basiert auf den Vorkenntnissen des Signals und des Rauschens. Allerdings kann es vorkommen, dass sich zum Beispiel beim Einsatz des MILPS in einer neuen Umgebung (z.B. Fabrik) die spektralen Eigenschaften des Rauschens ändern, was den Filter wirkungslos machen würde. Ein weiterer Nachteil dieses Filters ist seine lange Übergangszeit bei einer abrupten Änderung in dem Signal. Solche Probleme lassen sich erfolgreich lösen und zwar durch die Verwendung spezieller intelligenter Filter, die im Allgemeinen als adaptive Filter bekannt sind. *Adaptive Filter* (ADF) sind in der Lage, ihre eigenen Parameter automatisch anzupassen und deren Entwurf erfordert nur wenig oder gar keine Vorkenntnisse über die Signal- und Rauscheigenschaften. Wie in der Abbildung 8.29 dargestellt wird, beruht die adaptive Signalverarbeitung auf dem Prinzip der Rückkopplung [HOFBAUER u. MOSCHYTZ, 2000].

Der Primärsensor empfängt ein mit Rauschen überlagertes Signal $B_s + n_0$. Ein zweiter Referenzsensor empfängt eine gedämpfte Version des Signals überlagert mit dem Rauschen n_1 . Da die Position des Referenzsensors bekannt ist, kann das Rauschsignal n_1 berechnet werden. Dieses Rauschsignal ist mit dem Signal B_s unkorreliert und teilweise mit dem Rauschsignal n_0 korreliert. Die gemeinsamen Anteile in den beiden Rauschsignalen stellen die äußeren Störquellen dar. Das Rauschsignal n_1 wird durch ein adaptives Filter-System so abgebildet werden, dass dessen Ausgangssignal y dem Rauschsignal n_0 möglichst ähnlich wird. Hierzu wird y von dem Signal $B_s + n_0$ subtrahiert. Das Ausgangssignal $z = B_s + n_0 - y$ wird beobachtet und einem Adaptionsalgorithmus übergeben, der

für jeden Takt die Koeffizienten des adaptiven Filter-Systems so berechnet, dass die Varianz des Ausgangssignals z minimal bleibt.

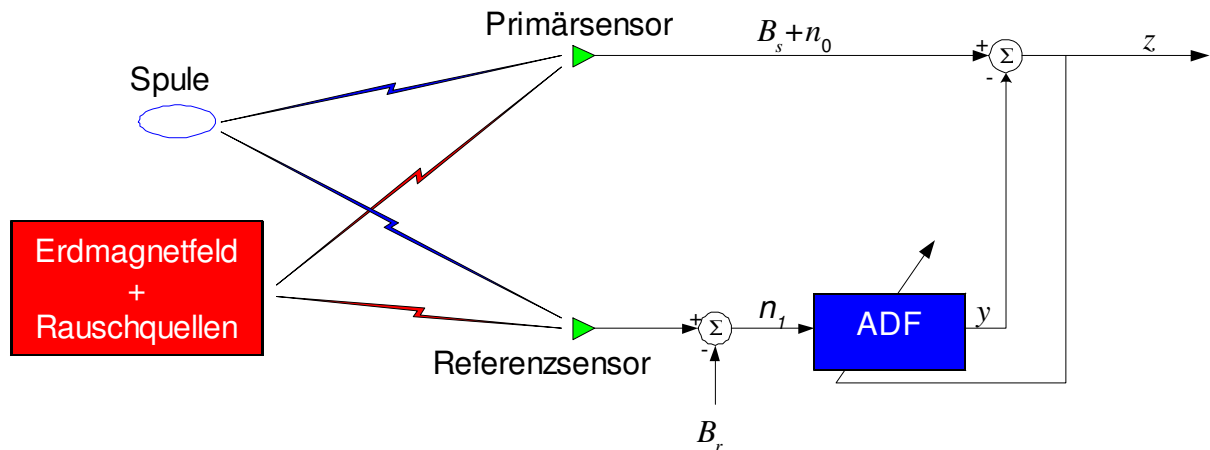


Abbildung 8.29: Prinzip der Rauschbefreiung mittels Adaptiver Digitaler Filterung

Es wurde eine Messung mit einem Primärsensor bei 9 m Entfernung von der Spule und einem Referenzsensor (7,8 m Entfernung) durchgeführt. Die gemessenen Magnetfelder sind in der Abbildung 8.30 zu sehen.

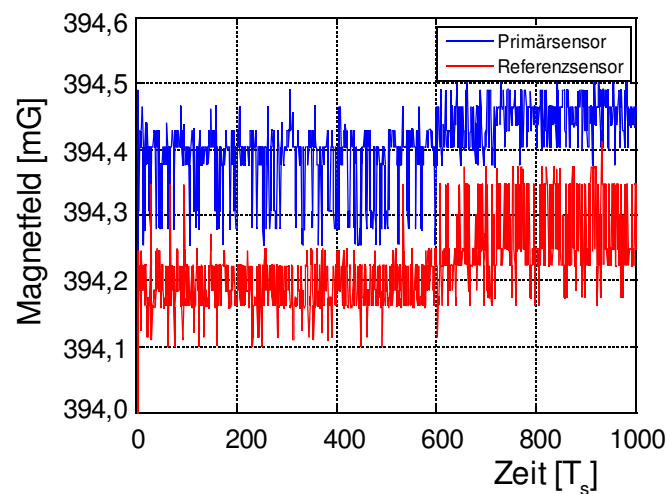


Abbildung 8.30: Gemessene Magnetfelder

Zusätzlich zu den immer vorhandenen Interferenzen aus der nahen Umgebung (z.B. 50 Hz-Stromleitungen) ist in der Abbildung 8.30 ein starke Änderung des Erdmagnetfeldes sowohl im Primärsignal als im Referenzsignal zu sehen. Nach Einsatz eines LMS-Adaptiven Filters (LMS, Least Mean Square) (s. Anhang B) werden diese Störungen beseitigt. Die berechneten Strecken sind in der Abbildung 8.31 zu sehen.

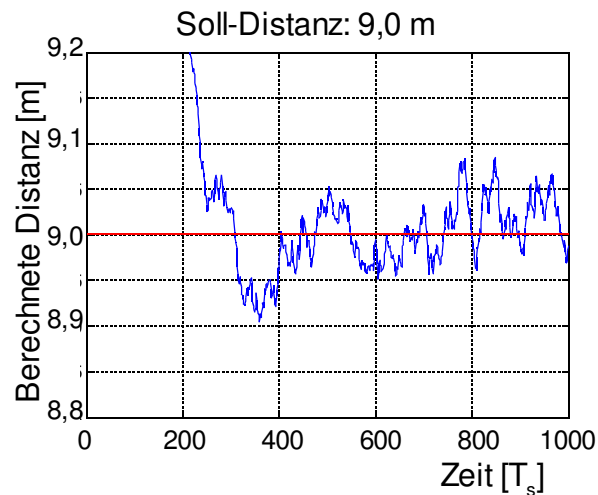


Abbildung 8.31: Berechnete Distanzen nach Adaptiver Filterung

Die ersten 220 Werte stellen die Übergangszeit des Filters dar und sollen daher nicht berücksichtigt werden.

Bemerkung: Die Beseitigung des Rauschens kann auch einfach durch Differenzbildung der beiden Signale realisiert werden, das entspricht einem Sonderfall der ADF (Filter erste Ordnung mit Koeffizient = 1). In der Abbildung 8.32 sind die berechneten Strecken nach der Differenzbildung dargestellt.

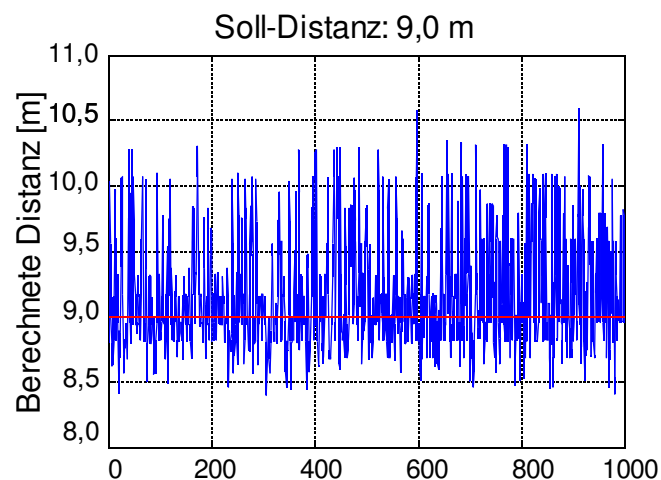


Abbildung 8.32: Berechnete Strecken nach der Differenzbildung

Auch die Methode der Differenzbildung liefert nach Beseitigung der Ausreißer gute Ergebnisse. In diesem Beispiel beträgt die berechnete Distanz 9,092 m (Soll-Distanz = 9,0 m).

8.4 Zusammenfassung und Ausblick

Die bisherigen Magnetfeld-basierten Positionierungssysteme wurden nur für relativ kurze Reichweiten konzipiert und benötigen mindestens drei Spulen für die Positionsbestimmung. Die durchgeführten praktischen Untersuchungen haben bestätigt, dass auch größere Reichweiten (bis 18 m) erzielt werden können. Durch die Verwendung eines dreiachsigen Magnetfeldsensors zusammen mit einem zweiachsigen Neigungssensor kann das Positionierungssystem mit nur zwei Spulen auskommen, was sich positiv auf die Messgeschwindigkeit auswirkt. Basierend auf diesen Erkenntnissen wurde ein neuer Algorithmus zur Positions- und Orientierungsbestimmung vorgestellt. Magnetfeldmessungen werden stark durch Störeinflüsse aus der Umgebung und aus dem Erdmagnetfeld beeinträchtigt. Um diese negativen Einflüsse zu minimieren, wurde ein innovativer Ansatz zur Störungsreduktion mittels Referenzstationen präsentiert.

Die durchgeführten Tests zur Streckenmessung und Orientierungsbestimmung mit einer Spule wurden erfolgreich durchgeführt. Dabei wurden präzise Genauigkeiten erzielt.

Die genannten Vorteile des Magnetfeldes, insbesondere die hohe Auflösung, keine Fadingeffekte und die Durchdringung von diversen Materialien, scheinen auch zum Einsatz als Instrumentarium zum Aufbau eines 6D-Positionierungssystems im Indoor-Bereich geeignet zu sein. Die Zielsetzung weiterer Arbeiten ist der Aufbau eines kompletten MILPS bestehend aus einer Anzahl n von Spulen sowie einem mobilen Empfänger, der einen Magnetfeldsensor und einen Neigungssensor beinhaltet und über einen Mikroprozessor verfügt, der die Berechnungen zur Positions- und Orientierungsbestimmung durchführt. Die Steuerung und die Synchronisation der Spulen kann zentral durchgeführt werden, entweder drahtgebunden oder drahtlos über Funk. Den Empfängern soll auch über Funk die Information zugesandt werden, welche Spule gerade aktiv ist. Die Funkschnittstelle kann auch dazu benutzt werden, schon berechnete Positionen oder Rechenaufgaben an die Zentrale zu übertragen.

Eine andere Möglichkeit zur Steuerung und Synchronisation aller Stationen (Spulen und Empfängern) stellt das DCF77-Zeitsignal dar. Das DCF77-Zeitsignal stammt aus dem Langwellensender (77,5 kHz) in Mainflingen (ca. 45 km nordöstlich von Darmstadt), der die meisten funkgesteuerten Uhren im Umkreis von 2000 km mit der genauen Uhrzeit (Genauigkeit von 5 ms bis 150 ms) versorgt.

Zusätzlich zu der reinen Positionierung kann das MILPS für andere Anwendungen benutzt werden: **Oberflächenabtastung:** Aufgrund seiner mm-Genauigkeit bei kurzen Distanzen kann das MILPS für die Abtastung von Oberflächen verwendet werden. Dabei spielt es keine Rolle, ob eine Sichtverbindung vorhanden ist oder nicht.

Metalldetektion: Durch das Umschalten des Magnetfeldes werden an Metallen sogenannte Eddy-Felder (Wirbelfelder) erzeugt. Mit der Messung dieser Felder können "versteckte" Metallteile (z.B. Rohrleitungen) im Gebäude aufgespürt und durch das MILPS lokalisiert werden.

Kapitel 9

Räumliche Streckennetze

Dieses Kapitel beschäftigt sich mit der Entwicklung neuer Algorithmen für die direkte und überbestimmte Lösung des räumlichen Bogenschnitts. Im Weiteren wird mit Hilfe der spektralen Theorie ein neues Verfahren zur Lösung von räumlichen Streckennetzen vorgestellt. Anhand von Zahlenbeispielen wurden diese neuen Algorithmen getestet. Als Datengrundlage dafür wurden Distanzmessungen der UWB-Transceiver, die in einem speziell angelegten Testfeld des Geodätischen Instituts durchgeführt wurden, benutzt.

9.1 Direkte Lösung des räumlichen Bogenschnitts ⁸

Die Berechnung der räumlichen Koordinaten eines Neupunktes über die beobachteten Strecken zu bekannten Punkten wird als *räumlicher Bogenschnitt* bezeichnet [ZIEGLER, 1996]. In den vergangenen Jahren sind zahlreiche Arbeiten zur Lösung des räumlichen Bogenschnitts veröffentlicht worden. Als Beispiel sei auf [AWANGE u. GRAFAREND, 2002] verwiesen, die mehrere Verfahren aufgelistet und einen algebraischen Lösungsansatz vorgestellt haben.

Im Folgenden wird ein neues Verfahren zur Lösung nichtlinearer geodätischer Probleme am Beispiel des räumlichen Bogenschnitts sowohl mit als auch ohne Überbestimmung dargestellt. Hierbei werden weder Näherungslösungen noch Iterationsverfahren verwendet. Bei der entwickelten Methode werden die nichtlinearen Elemente des Gleichungssystems als weitere Unbekannte behandelt, die auch gleichzeitig eine Nebenbedingung darstellt. Das neu entstandene Gleichungssystem wird anschließend mit Methoden der linearen Algebra gelöst.

9.1.1 Lösung ausgehend von drei Punkten

Gegeben seien die drei Referenzpunkte $P_1(x_1, y_1, z_1)$, $P_2(x_2, y_2, z_2)$, $P_3(x_3, y_3, z_3)$ und die gemessenen Strecken s_1 , s_2 und s_3 (Abbildung 9.1).

Gesucht sind die Koordinaten des Neupunktes $N(x, y, z)$.

⁸[NORRDINE, 2008]

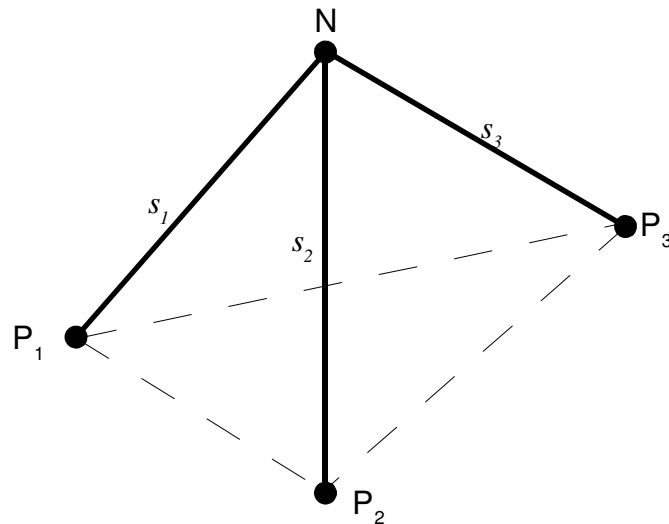


Abbildung 9.1: Räumlicher Bogenschnitt

Die Strecken erfüllen das folgende Gleichungssystem:

$$\begin{cases} (x-x_1)^2 + (y-y_1)^2 + (z-z_1)^2 = s_1^2 \\ (x-x_2)^2 + (y-y_2)^2 + (z-z_2)^2 = s_2^2 \\ (x-x_3)^2 + (y-y_3)^2 + (z-z_3)^2 = s_3^2 \end{cases} \quad (9.1)$$

Nach Ausmultiplikation ergibt sich:

$$\begin{cases} (x^2 + y^2 + z^2) - 2x_1 \cdot x - 2y_1 \cdot y - 2z_1 \cdot z = s_1^2 - x_1^2 - y_1^2 - z_1^2 \\ (x^2 + y^2 + z^2) - 2x_2 \cdot x - 2y_2 \cdot y - 2z_2 \cdot z = s_2^2 - x_2^2 - y_2^2 - z_2^2 \\ (x^2 + y^2 + z^2) - 2x_3 \cdot x - 2y_3 \cdot y - 2z_3 \cdot z = s_3^2 - x_3^2 - y_3^2 - z_3^2 \end{cases} \quad (9.2)$$

In Matrizenschreibweise dargestellt:

$$\begin{bmatrix} 1 & -2x_1 & -2y_1 & -2z_1 \\ 1 & -2x_2 & -2y_2 & -2z_2 \\ 1 & -2x_3 & -2y_3 & -2z_3 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x^2 + y^2 + z^2 \\ x \\ y \\ z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_1^2 - x_1^2 - y_1^2 - z_1^2 \\ s_2^2 - x_2^2 - y_2^2 - z_2^2 \\ s_3^2 - x_3^2 - y_3^2 - z_3^2 \end{bmatrix} \quad (9.3)$$

Somit ist die Gleichung (9.3) in der bekannten Form

$$A_0 \cdot \vec{x} = \vec{b}_0 \quad (9.4)$$

mit der Nebenbedingung : $\vec{x} \in E$

wobei $E = \{(x_0, x_1, x_2, x_3)^T \in \mathbb{R}^4 / x_0^2 = x_1^2 + x_2^2 + x_3^2\}$

Lösung des Gleichungssystems (9.4)

1. Fall: P_1 , P_2 und P_3 liegen nicht auf einer Gerade. Dann ist $\text{Rang}(A_0) = 3$ und $\dim(\text{Kern}(A_0)) = 1$.

Die allgemeine Lösung von (9.4) ist dann

$$\vec{x} = \vec{x}_p + t \cdot \vec{x}_h \quad (9.5)$$

mit dem Parameter $t \in \mathbb{C}$. Wobei \vec{x}_p eine partikuläre Lösung von (9.4) und \vec{x}_h eine Lösung des homogenen Gleichungssystems $A_0 \cdot \vec{x} = \vec{0}$ sind. Also ist \vec{x}_h eine Basis von $\text{Kern}(A_0)$.

Die Vektoren \vec{x}_p und \vec{x}_h werden mit der Gauß'schen Eliminationsmethode berechnet.

Die partikuläre Lösung \vec{x}_p kann auch mit Hilfe der Pseudoinverse der Matrix A_0 ermittelt werden. Die Pseudoinverse ergibt die Lösung mit der minimalen Norm [STRANG u. BORRE, 1997].

Bestimmung der Parameter t :

Sei $\vec{x}_p = (x_{p0}, x_{p1}, x_{p2}, x_{p3})^T$, $\vec{x}_h = (x_{h0}, x_{h1}, x_{h2}, x_{h3})^T$ und $\vec{x} = (x_0, x_1, x_2, x_3)^T$

Eingesetzt in (9.5) ergibt:

$$\begin{cases} x_0 = x_{p0} + t \cdot x_{h0} \\ x_1 = x_{p1} + t \cdot x_{h1} \\ x_2 = x_{p2} + t \cdot x_{h2} \\ x_3 = x_{p3} + t \cdot x_{h3} \end{cases} \quad (9.6)$$

Nach Einsetzen in der Bedingung $\vec{x} \in E$ ergibt sich:

$$x_{p0} + t \cdot x_{h0} = (x_{p1} + t \cdot x_{h1})^2 + (x_{p2} + t \cdot x_{h2})^2 + (x_{p3} + t \cdot x_{h3})^2$$

und somit

$$t^2(x_{h1}^2 + x_{h2}^2 + x_{h3}^2) + t(2 \cdot x_{p1}x_{h1} + 2 \cdot x_{p2}x_{h2} + 2 \cdot x_{p3}x_{h3} - x_{h0}) + x_{p1}^2 + x_{p2}^2 + x_{p3}^2 - x_{p0} = 0 \quad (9.7)$$

Dies ist eine quadratische Gleichung in der Form $at^2 + bt + c = 0$ und hat zwei Lösungen

$$t_{1/2} = \frac{-b \pm \sqrt{(b^2 - 4ac)}}{2a} \quad (9.8)$$

Die Lösungen des Gleichungssystems (9.4) sind dann:

$$\begin{aligned} \vec{x}_1 &= \vec{x}_p + t_1 \cdot \vec{x}_h \\ \vec{x}_2 &= \vec{x}_p + t_2 \cdot \vec{x}_h \end{aligned} \quad (9.9)$$

Ist der räumliche Bogenschnitt nicht lösbar (zu kurze Strecken), so ergeben sich keine reellen Lösungen. In diesem Fall wird als Näherung für die Lösung der reale Teil herangezogen. Mit dieser Näherung ist die Nebenbedingung $\vec{x}_{1/2} \in E$ nicht mehr erfüllt.

Die Differenz:

$$d = x_0 - (x_1^2 + x_2^2 + x_3^2) \quad (9.10)$$

ist ein Maß für die Lösbarkeit des räumlichen Bogenschnitts, wobei x_0, x_1, x_2 und x_3 die Koordinaten der Lösung \vec{x} des Gleichungssystems (9.4) sind.

Die Lösungen des räumlichen Bogenschnitts sind dann die Punkte: $N_1 = \vec{x}_1 \cdot \mathbf{I}$ und $N_2 = \vec{x}_2 \cdot \mathbf{I}$, wobei

$$\mathbf{I} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

2. Fall: P_1, P_2 und P_3 liegen auf einer Gerade. Dann ist $\text{Rang}(\mathbf{A}_0) = 2$ und $\dim(\text{Kern}(\mathbf{A}_0)) = 2$.

Die allgemeine Lösung von (9.4) ist dann:

$$\vec{x} = \vec{x}_p + t \cdot \vec{x}_{h1} + k \cdot \vec{x}_{h2} \quad (9.11)$$

mit den beiden Parametern $(t, k) \in \mathbb{C}^2$.

\vec{x}_p ist eine partikuläre Lösung von (9.4) und \vec{x}_{h1} und \vec{x}_{h2} sind zwei linear unabhängige Lösungen des homogenen Gleichungssystems $\mathbf{A}_0 \cdot \vec{x} = \vec{0}$. Sie bilden somit eine Basis von $\text{Kern}(\mathbf{A}_0)$. Da es nur eine Nebenbedingungsgleichung gibt, hat der räumliche Bogenschnitt unendlich viele Lösungen.

9.1.2 Lösung ausgehend von mehr als drei Punkten

Liegen zusätzliche Strecken $s_4, s_5 \dots s_n$ zu den Referenzpunkten $P_4, P_5 \dots P_n$ mit $n > 3$ vor, so lässt sich das Gleichungssystems (9.3) folgendermaßen erweitern:

$$\begin{bmatrix} 1 & -2x_1 & -2y_1 & -2z_1 \\ 1 & -2x_2 & -2y_2 & -2z_1 \\ 1 & -2x_3 & -2y_3 & -2z_3 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 1 & -2x_n & -2y_n & -2z_n \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x^2 + y^2 + z^2 \\ x \\ y \\ z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_1^2 - x_1^2 - y_1^2 - z_1^2 \\ s_2^2 - x_2^2 - y_2^2 - z_2^2 \\ s_3^2 - x_3^2 - y_3^2 - z_3^2 \\ \vdots \\ s_n^2 - x_n^2 - y_n^2 - z_n^2 \end{bmatrix} \quad (9.12)$$

Somit in der bekannten Form

$$\mathbf{A} \cdot \vec{x} = \vec{b} \quad (9.13)$$

Mit der Nebenbedingung $\vec{x} \in E$. Die Lösung $\hat{\vec{x}}$ von (9.13) im Sinne der Methode der kleinsten Quadrate (Least Square) ist:

$$\hat{\vec{x}} = (\mathbf{A}^T \mathbf{A})^{-1} \mathbf{A}^T \vec{b} \quad (9.14)$$

Die Projektion \vec{p} von \vec{b} auf den von den Spaltenvektoren von \mathbf{A} aufgespannten Vektorraum $\text{Bild}(\mathbf{A})$ ist dann:

$$\vec{p} = \underbrace{\mathbf{A}(\mathbf{A}^T \mathbf{A})^{-1} \mathbf{A}^T}_{\text{Projektionsmatrix}} \vec{b}$$

Die Koordinaten von \vec{p} in $\text{Bild}(\mathbf{A})$ bilden die Lösung $\hat{\vec{x}}$.

Bei einer Gewichtung der Beobachtungen ist die allgemeine Lösung für $\hat{\vec{x}}$ [STRANG, 1986]:

$$\hat{\vec{x}} = (\mathbf{A}^T \mathbf{V}^{-1} \mathbf{A})^{-1} \mathbf{A}^T \mathbf{V}^{-1} \vec{b} \quad (9.15)$$

Wobei V die Kovarianzmatrix der zufälligen Abweichungen und $C = V^{-1}$ die Gewichtsmatrix darstellt. Da die Lösung auch zu E gehören soll und weil E keinen Vektorraum bildet, ist eine geschlossene Formel der Projektion von \vec{b} auf $Bild(A) \cap E$ nicht gegeben. Es werden daher im Folgenden Kandidaten für Näherungslösungen ausgesucht und von diesen Kandidaten die Lösung N , die die Summe der Fehlerquadrate minimiert:

$$\min_N \left\{ \left| |N - P_1|^2 - s_1|^2 + \dots + \left| |N - P_n|^2 - s_n|^2 \right| \right\} \quad (9.16)$$

- **Erster Kandidat:**

$A \cdot \vec{x} = \vec{b}$ wird mit der Formel (9.14) bzw. (9.15) gelöst.

- **Weitere Kandidaten unter Verwendung des Rekursiven Least Square (RLS):**

Es wird zunächst das nicht überbestimmte Gleichungssystem (9.14) gelöst, d.h. $A_0 \cdot \vec{x} = \vec{b}_0$

Da (9.4) zwei Lösungen hat, wird die Lösung herangezogen, die näher zum ersten Kandidaten steht. Diese Lösung wird als Startpunkt für das *Rekursive Least Square* benutzt (Anhang C). Sei \vec{x}_0 diese Startlösung. Bei jeder hinzukommenden Strecke wird \vec{x}_0 mit dem Rekursiven Least Square in \vec{x}_1 aktualisiert usw.. Mit diesem Verfahren ist es nicht erforderlich zu warten, bis alle Strecken gemessen worden sind, sondern man kann die Streckenmessung und die Positionierungsberechnung parallel durchführen und bewerten. Dies kann für kinematische Messungen sehr nützlich sein.

9.1.3 Zahlenbeispiele

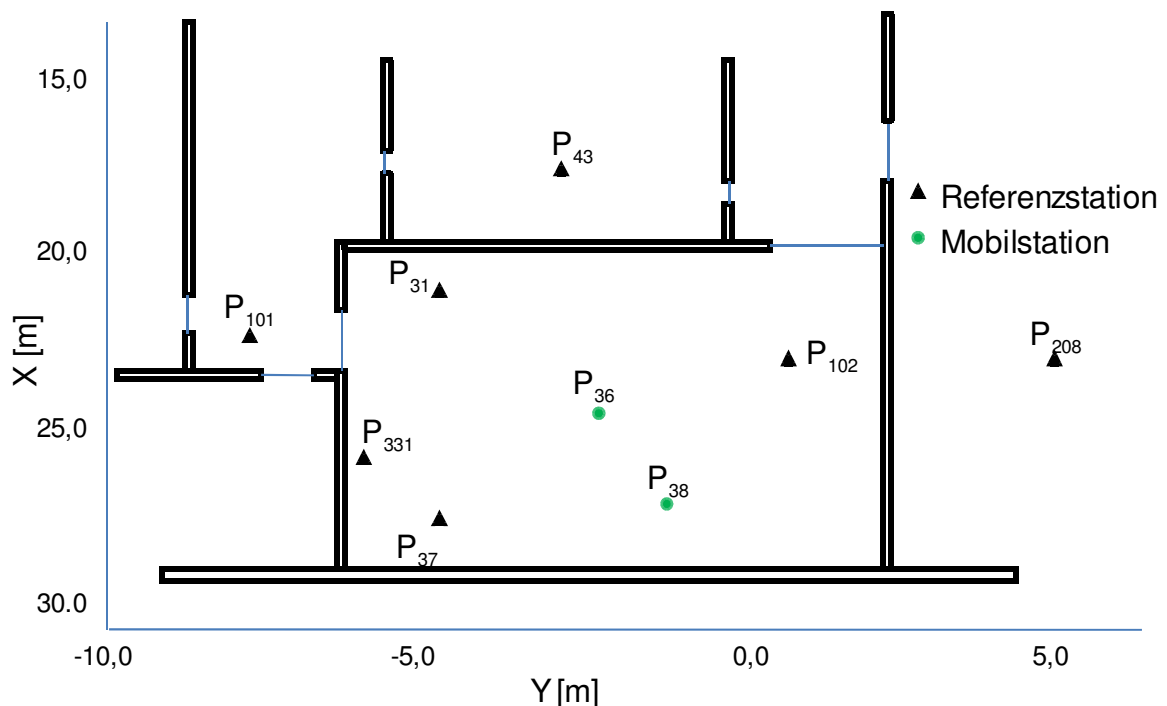


Abbildung 9.2: Testfeld des Geodätischen Instituts im 2. OG

Um das numerische Verfahren zu testen, wurden mit den UWB-Transceivern Distanzmessungen in einem speziell angelegten Testfeld am Geodätischen Institut durchgeführt (Abbildung 9.2).

• Lösung ausgehend von drei Punkten

Die Koordinaten der Referenzpunkte sowie die Streckenmessungen sind in der folgenden Tabelle aufgelistet.

Referenzpunkte	X [m]	Y [m]	Z [m]	d_{MESSUNG} [m]	d_{SOLL} [m]	$d_{\text{SOLL}} - d_{\text{Messung}}$ [cm]
P_{37}	27,297	-4,953	1,470	3,851	3,857	0,6
P_{331}	25,475	-6,124	2,360	3,875	3,988	-11,3
P_{102}	22,590	0,524	1,200	3,514	3,497	-1,7

Tabelle 9.1: Distanzmessungen zu drei Referenzpunkten

Der Soll-Punkt ist $P_{36} = (24,335 ; -2,506 ; 1,130)$

Die partikuläre Lösung und die Lösung des homogenen Gleichungssystems sind:

$$\vec{x}_p = (13,2890 ; -13,4807 ; -35,9246) \text{ und } \vec{x}_h = (0,0183 ; 0,0188 ; 0,0623)$$

Die allgemeine Lösung des Gleichungssystems (9.4) ist $\vec{x} = \vec{x}_p + t \cdot \vec{x}_h$, wobei t die Lösung der quadratischen Gleichung (Glg. 9.7) $0,0046 \cdot t^2 + (-5,5087) \cdot t + 1658,3 = 0$ ist.

Die Lösungen sind $t_1 = 603,2647$ und $t_2 = 601,1773$. Das Gleichungssystem (9.4) hat dann folgende Lösungen:

$$\vec{x}_1 = (601,8863 ; 24,3506 ; -2,4811 ; 1,6667)^T \text{ und } \vec{x}_2 = (599,8010 ; 24,3123 ; -2,5205 ; 1,5365)^T$$

Die entsprechenden Differenzen laut Glg. (9.10) sind $d_1 = d_2 = 0$. Die geringe Größe der Differenzen bestätigt die Lösbarkeit des Problems.

Die Lösungen des räumlichen Bogenschnitts sind in Meter:

$$N_1 = (24,3506 ; -2,4811 ; 1,6667) \text{ und } N_2 = (24,3123 ; -2,5205 ; 1,5365)$$

• Lösung ausgehend von mehr als drei Punkten

In der folgende Tabelle sind die Koordinaten von sechs Referenzpunkten und die Streckenmessungen dargestellt.

Referenzpunkte	X [m]	Y [m]	Z [m]	d_{MESSUNG} [m]	d_{Soll} [m]	$d_{\text{Soll}} - d_{\text{MESSUNG}}$ [cm]
P_{37}	27,297	-4,953	1,470	3,652	3,6667	1,47
P_{31}	20,693	-4,849	1,93	7,036	7,0523	1,63
P_{102}	22,590	0,524	1,200	4,586	4,5681	1,79
P_{43}	17,113	-3,003	2,17	9,960	9,8431	11,69
P_{208}	22,554	4,727	1,77	7,542	7,4111	13,09
P_{101}	22,45	-7,880	1,6	7,883	7,8460	3,7

Tabelle 9.2: Distanzmessungen zu sechs Referenzpunkten

Dabei ist diesmal der Soll-Punkt: $P_{38} = (26,7590 ; -1,342 ; 1,130)$

Die ersten drei Strecken liefern als Lösung: $\vec{x}_{01} = (720,6931 ; 26,7726 ; -1,3389 ; 1,4584)$ und $\vec{x}_{02} = (716,7319 ; 26,7234 ; -1,4152 ; 0,7685)$

Aus der Lage der Lösungen erkennt man, dass die Strecken zu den Punkten P_{43} und P_{208} durch Wände verlaufen und daher gemäß Gleichung (7.1) korrigiert werden müssen. Die berechnete Verzögerung ist 12 cm bzw. 14 cm.

Als Startwert für das RLS nimmt man aus \vec{x}_{01} und \vec{x}_{02} die Lösung, die kompatibel zu der vierten Strecke ist (Strecke zu P_{43}), also $\vec{x}_0 = \vec{x}_{01}$

Aus dem RLS ergeben sich folgende Lösungen:

$$x_0 = (720,6931 ; 26,7726 ; -1,3389 ; 1,4584)$$

$$x_1 = (720,6933 ; 26,7659 ; -1,3377 ; 1,4576)$$

$$x_2 = (720,6934 ; 26,7680 ; -1,3267 ; 1,4564)$$

$$x_3 = (720,6877 ; 26,7629 ; -1,3189 ; 1,5005)$$

Die Differenz d aus Glg. (9.10) und die Summe der Fehlerquadrate aus Glg (9.16) sind in der folgenden Tabelle dargestellt.

Lösungen	x_{01}	x_{02}	x_1	x_2	x_3
Differenz d [m ²]	0	0	0,37	0,29	0,44
Summe der Fehlerquadrate [m ²]	0,0421	0,1246	0,0485	0,0432	0,0537

Die Lösung, die die Summe der Fehlerquadrate minimiert ist \vec{x}_{01} . Daraus ergibt sich die Lösung des dreidimensionalen Bogenschnitts zu: $N = (26,7726 ; -1,3389 ; 1,4584)$

9.2 Unterraumbasierte Berechnung von Streckennetzen

Dieses Unterkapitel zeigt ein neues Verfahren für die Berechnung n-dimensionaler dynamischer Streckennetze. Bei dieser Methode wird die symmetrische Matrix S der Streckenquadrate aufgestellt und einer spektralen Zerlegung unterzogen. Dabei können verrauschte Strecken entauscht und auf ihre Konsistenz überprüft werden. Zudem wird basierend auf den Rangeigenschaften der Matrix der Streckenquadrate ein Lösungsverfahren des räumlichen Bogenschnitts hergeleitet. Die Gewichtung der Beobachtungen wurde hierfür vorerst nicht berücksichtigt.

9.2.1 Netzgleichung

Gegeben sei ein Streckennetz aufgespannt von n Punkten $P_i(x_i, y_i, z_i)$ mit $i=1 \dots n$

Gemessen sind die Strecken s_{ij} zwischen den Punkten $P_i(x_i, y_i, z_i)$ und $P_j(x_j, y_j, z_j)$. Gesucht werden die Koordinaten der Punkte $P_i(x_i, y_i, z_i)$.

Eine Strecke s_{ij} erfüllt folgende Gleichung:

$$(x_i - x_j)^2 + (y_i - y_j)^2 + (z_i - z_j)^2 = s_{ij}^2 \quad (9.17)$$

also

$$(x_i^2 + y_i^2 + z_i^2) + (x_j^2 + y_j^2 + z_j^2) - \sqrt{2} x_i \sqrt{2} x_j - \sqrt{2} y_i \sqrt{2} y_j - \sqrt{2} z_i \sqrt{2} z_j = s_{ij}^2 \quad (9.18)$$

in der Form

$$\vec{u}_i^T \cdot \vec{v}_j = s_{ij}^2 \quad (9.19)$$

mit

$$\vec{u}_i = (x_i^2 + y_i^2 + z_i^2, 1, -\sqrt{2} x_i, -\sqrt{2} y_i, -\sqrt{2} z_i)^T \quad (9.20)$$

und

$$\vec{v}_j = (1, (x_j^2 + y_j^2 + z_j^2), \sqrt{2} x_j, \sqrt{2} y_j, \sqrt{2} z_j)^T \quad (9.21)$$

Der Vektor \vec{u}_i kann in einen Vektor \vec{v}_i überführt werden. Dafür muss man die ersten zwei Elemente vertauschen und die letzten drei Elemente mit -1 multiplizieren. Dies wird durch die folgende Matrix realisiert:

$$P = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} \quad (9.22)$$

Die Gleichung (9.19) wird dann:

$$\vec{v}_i^T P \vec{v}_j = s_{ij}^2 \quad (9.23)$$

Stellt man die Gleichung (9.23) für alle Strecken s_{ij} mit $i, j=1 \dots n$, dann erhält man folgende Matrixgleichung:

$$\begin{bmatrix} \vec{v}_1^T \\ \vec{v}_2^T \\ \dots \\ \vec{v}_n^T \end{bmatrix} P \begin{bmatrix} \vec{v}_1 & \vec{v}_2 & \dots & \vec{v}_n \end{bmatrix} = S \quad (9.24)$$

wobei $S = [s_{ij}^2]$ ein $n \times n$ Matrix ist, also lässt sich Glg. (9.24) in die Form:

$$A P A^T = S \quad (9.25)$$

bringen, mit

$$A = \begin{bmatrix} \vec{v}_1^T \\ \vec{v}_2^T \\ \dots \\ \vec{v}_n^T \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & x_1^2 + y_1^2 + z_1^2 & \sqrt{2} x_1 & \sqrt{2} y_1 & \sqrt{2} z_1 \\ 1 & x_2^2 + y_2^2 + z_2^2 & \sqrt{2} x_2 & \sqrt{2} y_2 & \sqrt{2} z_2 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 1 & x_n^2 + y_n^2 + z_n^2 & \sqrt{2} x_n & \sqrt{2} y_n & \sqrt{2} z_n \end{bmatrix} \quad (9.26)$$

Analyse der Matrix A

Da A eine $n \times 5$ Matrix ist, ist der maximale Rang von A gleich 5. Ist Rang von S gleich 5, dann erreicht A ihren maximalen Rang.

Beweis :

Aus (9.25) ergibt sich [ZURMÜHL u. FALK, 1984]:

$$\text{Span}[A] \supseteq \text{Span}[A P A^T] = \text{Span}[S] \quad (9.27)$$

Wenn folglich S den Rang 5 hat, dann erreicht A ihren maximalen Rang 5.

Sei o.b.d.a $P_I(0,0,0)$. Bei linear unabhängigen Vektoren $(x_2, y_2, z_2)^T$, $(x_3, y_3, z_3)^T$ und $(x_4, y_4, z_4)^T$ erreicht die Matrix A bei $n=4$ ihren vollen Rang 4.

Beweisidee: Man untersucht die Determinante der 4×4 Untermatrix von A (ohne die zweite Spalte, in der die Quadratsummen stehen)

Analyse der Matrix S

Aus (9.27) ergibt sich, dass der maximale Rang von S gleich 5 ist. Somit ergibt sich:

$$\text{Span}[A] = \text{Span}[S] \quad (9.28)$$

Die Matrix S ist nicht positiv semidefinit.

Die Matrix S ist eine nichtnegative Matrix.

Bemerkung: Nichtnegative Matrizen spielen eine große Rolle in der Statistik und Graphentheorie und haben viele besondere Eigenschaften, insbesondere hinsichtlich der Verteilung ihrer Eigenwerte [MINC, 1998].

Da S symmetrisch ist, sind ihre Eigenwerte reell und alle Eigenvektoren, die zu unterschiedlichen Eigenwerten gehören, sind orthogonal.

Vervollständigung der Matrix S

In Streckennetzen stehen nicht alle Strecken zur Verfügung. Hat S den vollen Rang 5, dann kann man die fehlenden Strecken einfach unter Verwendung der Linearkombinationen fünf beliebiger linear unabhängiger Spalten- oder Zeilenvektoren der Matrix S berechnen (s. Zahlenbeispiel 9.2.3).

Bei dieser Methode werden die aufgrund von Hindernissen und Abschattungen nichtmessbaren Strecken ermittelt sowie die schon gemessenen Strecken auf ihre Konsistenz überprüft.

9.2.2 Unterraumbasierte Bestimmung der Netzknoten

Zur Bestimmung der Koordinaten der Netzknoten soll die Matrix A aus Gleichungen (9.25) und (9.26) ermittelt werden. Dafür wird die Matrix S einer Singulärwertzerlegung (Singular Value Decomposition, SVD) unterzogen.

Singulärwertzerlegung der Matrix S

Seien $\lambda_1, \dots, \lambda_n$ die Eigenwerte der Matrix S der Rang r mit $|\lambda_1| \geq |\lambda_2| \geq \dots \geq |\lambda_r| \geq \lambda_{r+1} = \dots = \lambda_n = 0$

Da S eine reelle symmetrische Matrix ist, sind die Singulärwerte der Matrix S , $\sigma_i = |\lambda_i|$ [MEYER, 2000]. Sei

$$S = U \Sigma U^T \quad (9.29)$$

die Singulärwertzerlegung von S , mit $\Sigma = \text{diag}(\sigma_1, \dots, \sigma_r, 0, \dots, 0)$.

Sei $U = [U_1, U_2, \dots, U_n] = [U_s, U_N]$ die Matrix der Singularvektoren, wobei $U_s = [U_1, U_2, \dots, U_r]$ und $U_N = [U_{r+1}, \dots, U_n]$ sind. Der Raum U ist in zwei zueinander orthogonale Unterräume unterteilt: in einen Raum $\text{Span}[U_s]$ und einen normalen Raum $\text{Span}[U_N]$. Mit diesen Unterräumen gilt dann nach [STRANG u. BORRE, 1997]:

$$\text{Span}[U_s] \perp \text{Span}[U_N] \quad (9.30)$$

und

$$\text{Span}[U_s] = \text{Span}[S] \quad (9.31)$$

Außerdem geht aus (9.25) und (9.29) hervor, dass

$$A P A^T = U \Sigma U^T \quad (9.32)$$

Spaltenraum der Matrix A

Satz: Wenn $\text{Rang}(S) = 5$ ist, dann spannen die Spaltenvektoren von A den gleichen Vektorraum $\text{Span}[U_s]$ auf.

Beweis:

Aus (9.28) und (9.31) ergibt sich :

$$\text{Span}[A] = \text{Span}[U_s] \quad (9.33)$$

und daraus ergibt sich unter Benutzung von (9.30) die für die Netzbestimmung wichtigste Gleichung:

$$Span[A] \perp Span[U_N] \quad (9.34)$$

Also

$$A^T U_N = [0] \quad (9.35)$$

Bemerkung: Da die erste Zeile von A^T nur aus dem Wert 1 besteht, ergibt sich, dass die Summe der Elemente jeden Vektors aus U_N gleich 0 ist.

Rauschunterdrückung in der Matrix S

In der Realität sind die gemessenen Strecken mit zufälligen Messabweichungen (Rauschen) behaftet. Die Matrix S hat dann nicht mehr den theoretischen maximalen Rang 5. Die Singulärwerte σ_6 bis σ_n sind nicht alle gleich Null. Der dazugehörige Unterraum $Span[U_N]$ wird als Rauschunterraum bezeichnet.

Aus der Gleichung (9.29) ergibt sich dann die spektrale Zerlegung (Summe von Matrizen mit Rang Eins):

$$S = \sum_{i=0}^5 \sigma_i U_i U_i^T + \sum_{i=6}^n \sigma_i U_i U_i^T \quad (9.36)$$

Der Anteil

$$S_1 = \sum_{i=0}^5 \sigma_i U_i U_i^T \quad (9.37)$$

hat genau den Rang 5 und ist die beste Approximation (Least Square) von der Matrix S , im Sinne der Frobenius Norm [ECKART u. YOUNG, 1936].

Der Frobenius Norm einer Matrix A ist definitionsgemäß $\|A\|_F = \sqrt{Spur(A^T A)} = \sqrt{\sum_{j=1}^n \lambda_j(A^T A)}$

Der Approximationsfehler ist:

$$\|S - S_1\|_F = \sqrt{\sigma_6^2 + \dots + \sigma_n^2} \quad (9.38)$$

Bemerkung: Meistens sind die diagonalen Elemente von S_1 nicht mehr gleich Null. Man kann eine neue Nulldiagonale Matrix S_{01} definieren mit den gleichen nichtdiagonalen Elementen von S_1 . S_{01} hat dann nicht mehr den Rang 5. Aus S_{01} berechnet man erneut unter Verwendung von (9.37) eine Approximation des Rangs 5. Man kann dieses Verfahren solange durchführen, bis der Approximationsfehler unbedeutend klein wird.

Bestimmung der Netzkpunkte

Aus der Matrizengleichung (9.35) erstellt man folgendes Gleichungssystem:

$$\begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ x_1^2 + y_1^2 + z_1^2 & x_2^2 + y_2^2 + z_2^2 & \dots & x_n^2 + y_n^2 + z_n^2 \\ \sqrt{2} x_1 & \sqrt{2} x_2 & \dots & \sqrt{2} x_n \\ \sqrt{2} y_1 & \sqrt{2} y_2 & \dots & \sqrt{2} y_n \\ \sqrt{2} z_1 & \sqrt{2} z_2 & \dots & \sqrt{2} z_n \end{bmatrix} \cdot [U_{r+1} \dots U_n] = [\mathbf{0}] \quad (9.39)$$

Betrachtet man nur die unteren drei Zeilen der Matrix A^T , dann ergeben sich folgende drei lineare Gleichungen:

$$\begin{bmatrix} \sqrt{2} x_1 & \dots & \sqrt{2} x_5 & \sqrt{2} x_6 & \dots & \sqrt{2} x_n \\ \sqrt{2} y_1 & \dots & \sqrt{2} y_5 & \sqrt{2} y_6 & \dots & \sqrt{2} y_n \\ \sqrt{2} z_1 & \dots & \sqrt{2} z_5 & \sqrt{2} z_6 & \dots & \sqrt{2} z_n \end{bmatrix} \cdot [U_{r+1} \dots U_n] = [\mathbf{0}] \quad (9.40)$$

Es sind Gleichungen mit $3n$ Unbekannten aber nur $3(n-r)$ Gleichungen. Bei $r=5$ sind es $3(n-5)$ Gleichungen, also 15 Unbekannte. Fünf Punkte können als freie Parameter genommen werden.

Bemerkung: Es müssen nur vier Fixpunkte ausgesucht werden. Der fünfte Fixpunkt kann rechnerisch bestimmt werden (vgl. Kap. 9.1 und 9.3).

Seien P_1, P_2, P_3, P_4 und P_5 diese Fixpunkte. Fasst man die erste 3×5 Untermatrix von (9.40) in einer Matrix C zusammen und unterteilt man jeden $n \times 1$ Singulärvektor von $[U_{r+1} \dots U_n]$ in zwei Vektoren, in einen 5×1 und einen $(n-5) \times 1$ Vektor, dann kann Gleichung (9.40) in die folgende Form gebracht werden:

$$\begin{bmatrix} C & \begin{bmatrix} \sqrt{2} x_6 & \dots & \sqrt{2} x_n \\ \sqrt{2} y_6 & \dots & \sqrt{2} y_n \\ \sqrt{2} z_6 & \dots & \sqrt{2} z_n \end{bmatrix} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{6C} \\ U_{6D} \end{bmatrix} & \dots & \begin{bmatrix} U_{nC} \\ U_{nD} \end{bmatrix} \end{bmatrix} = [\mathbf{0}] \quad (9.41)$$

wobei C 3×5 , U_{6C} 5×1 und U_{6D} $(n-5) \times 1$ Matrizen sind. Das zu lösende Gleichungssystem ist:

$$\sqrt{2} \begin{bmatrix} x_6 & \dots & x_n \\ y_6 & \dots & y_n \\ z_6 & \dots & z_n \end{bmatrix} \cdot [U_{6D} \dots U_{nD}] = -C [U_{6C} \dots U_{nC}] \quad (9.42)$$

Die Gleichungen sind anfangs in der Form $X B = D_X$, $Y B = D_Y$ und $Z B = D_Z$, wobei $X = [x_6 \dots x_n]$, $Y = [y_6 \dots y_n]$, $Z = [z_6 \dots z_n]$ und

$$B = \sqrt{2} [U_{6D} \dots U_{nD}] \quad (9.43)$$

ist.

Wahl der Fixpunkte

Innerhalb der n Punkte gibt es mehrere Kombinationen für die Fixpunkte. Die Fixpunkte sollen eine Matrix \mathbf{S} mit Rang 5 bilden. Die Fixpunkte sollen so gewählt werden, dass die Gleichung (9.42) numerisch stabil ist. Ein Kriterium dafür ist die Konditionszahl der Matrix \mathbf{B} in (9.43), die möglichst klein sein muss.

Definitionsgemäß ist die Konditionszahl einer Matrix \mathbf{B}

$$\kappa(\mathbf{B}) = \|\mathbf{B}\| \cdot \|\mathbf{B}^{-1}\| = \frac{\sigma_{\max}(\mathbf{B})}{\sigma_{\min}(\mathbf{B})} \quad (9.44)$$

wobei

$$\|\mathbf{B}\| = \max_{\|x\|=1} \|\mathbf{B}x\| \quad (9.45)$$

$\sigma_{\max}(\mathbf{B})$ und $\sigma_{\min}(\mathbf{B})$ der maximale bzw. der minimale Singulärwert der Matrix \mathbf{B} sind.

Der relative Fehler $\frac{\|\Delta X\|}{\|X\|}$ der Lösung X des Gleichungssystems $X\mathbf{B} = D$ in Abhängigkeit von dem relativen Fehler von D ist durch folgende Ungleichung gegeben:

$$\frac{\|\Delta X\|}{\|X\|} \leq \kappa(\mathbf{B}) \frac{\|\Delta D\|}{\|D\|} \quad (9.46)$$

Aktualisierung der Singulärwertzerlegung

In dynamischen Netzen ist es notwendig, ein Update der Singulärwertzerlegung durchzuführen, insbesondere beim Hinzufügen von neuen Strecken und evtl. bei der Eliminierung von alten Strecken. Für die rechnerische Effizienz oder für Echtzeit-Anwendungen ist es notwendig, einen Algorithmus für die Aktualisierung der Singulärwertzerlegung zu verwenden, ohne sie ganz von vorne durchführen zu müssen. Das verwendete Prinzip der Aktualisierung ist bei [BRAND, 2006] beschrieben. Es basiert auf dem Hinzufügen und Entfernen von Spalten oder Zeilen zu und aus der Matrix \mathbf{S} .

9.2.3 Zahlenbeispiel

In einem Teilbereich des Testfeldes am Geodätischen Instituts wurden mit den UWB-Transceivern Distanzmessungen zwischen den Punkten eines ausgewählten Streckennetzes (Abbildung 9.3) durchgeführt.

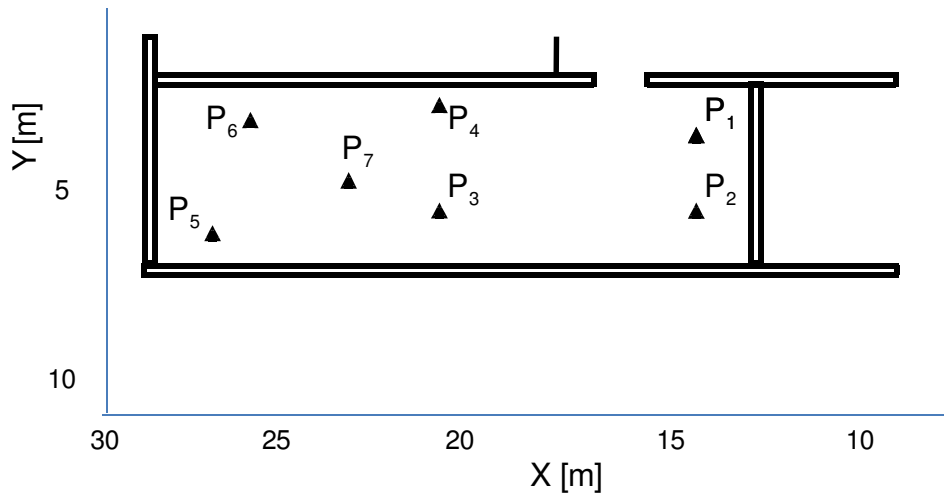


Abbildung 9.3: Streckennetz, Geodätisches Institut, 2. OG

Die Sollpunkte sind:

$P_1=(14,140 ; 3,785 ; 0,340)$, $P_2=(14,172 ; 6,042 ; 2,500)$, $P_3=(21,372 ; 5,948 ; 1,13)$,
 $P_4=(21,328 ; 2,564 ; 2,100)$, $P_5=(27,108 ; 7,071 ; 1,500)$, $P_6=(26,141 ; 2,885 ; 1,900)$ und
 $P_7=(23,755 ; 4,716 ; 0,700)$

Nach den Distanzmessungen wird die Matrix der Streckenquadrate aufgestellt:

$$S = \begin{bmatrix} 0 & 9,9299 & 57,4554 & 55,6044 & 180,4397 & 146,9108 & x^2 \\ 9,9299 & 0 & 53,8963 & 63,7381 & 169,2603 & 153,3767 & 96,7512 \\ 57,4554 & 53,8963 & 0 & 12,4250 & 34,6954 & 32,7456 & 7,4523 \\ 55,6044 & 63,7381 & 12,4250 & 0 & 53,9817 & 23,4492 & 12,5230 \\ 180,4397 & 169,2603 & 34,6954 & 53,9817 & 0 & 18,1829 & 17,0336 \\ 146,9108 & 153,3767 & 32,7456 & 23,4492 & 18,1829 & 0 & 10,4066 \\ x^2 & 96,7512 & 7,4523 & 12,5230 & 17,0336 & 10,4066 & 0 \end{bmatrix}$$

In der Matrix S fehlt die Strecke $s_{17}=x$. Die ersten 5 Spalten von S sind linear unabhängig und bilden den Spaltenraum von S . Die siebte Spalte, in welcher das Quadrat der unbekannten Strecke steht, kann als eine lineare Kombination der ersten 5 Spalten dargestellt werden.

Bestimmung der Koeffizienten der linearen Kombination

Aus der Matrix S streiche man die Zeilen, in denen die Unbekannte steht, also die erste und die siebte Zeile. In der neuen 5x7 Untermatrix ist die siebte Spalte eine Linearkombination der ersten 5 Spalten, mit den gleichen gesuchten Koeffizienten.

Seien $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_n$ diese Koeffizienten

$$\begin{bmatrix} 9,9299 & 0 & 53,8963 & 63,7381 & 169,2603 \\ 57,4554 & 53,8963 & 0 & 12,4250 & 34,6954 \\ 55,6044 & 63,7381 & 12,4250 & 0 & 53,9817 \\ 180,4397 & 169,2603 & 34,6954 & 53,9817 & 0 \\ 146,9108 & 153,3767 & 32,7456 & 23,4492 & 18,1829 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \alpha_1 \\ \vdots \\ \alpha_5 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 96,7512 \\ 7,4523 \\ 12,5230 \\ 17,0336 \\ 10,4066 \end{bmatrix}$$

Die Lösung dieses Gleichungssystems ist:

$$\alpha = [0,2230 \quad -0,3406 \quad 0,5613 \quad 0,2775 \quad 0,2753]^T$$

Daraus berechnet sich die Unbekannte mit der Linearkombination der 5 ersten Elemente der ersten Zeile von der Matrix S

$$x^2 = [0,0000 \quad 9,9299 \quad 57,4554 \quad 55,6044 \quad 180,4397] \alpha = 93,9734$$

Singulärwertzerlegung der Matrix S

Nachdem man die fehlende Strecke in der Matrix S berechnet hat, kann man die Singulärwerte der Matrix S berechnen.

Die Matrix der Singulärwerte ist:

$$\Sigma = \text{diag}(416,5146 \quad 336,4006 \quad 47,2524 \quad 26,0310 \quad 6,4936 \quad 0,2158 \quad 0,1213)$$

Da alle Singulärwerte ungleich Null sind, hat die Matrix S den Rang 7 anstelle des theoretischen Rangs 5. Grund dafür ist, dass die Strecken verrauscht sind.

Rauschunterdrückung in der Matrix S

Nimmt man nur die ersten fünfgrößten Singularwerte, dann ist die entrauschte Matrix:

$$S_1 = \sum_{i=0}^5 \sigma_i U_i U_i^T$$

$$S_1 = \begin{bmatrix} 0,0069 & 9,9193 & 57,4699 & 55,6147 & 180,4493 & 146,9082 & 93,9452 \\ 9,9193 & 0,0160 & 53,8753 & 63,7218 & 169,2453 & 153,3816 & 96,7932 \\ 57,4699 & 53,8753 & 0,0715 & 12,4112 & 34,6930 & 32,7815 & 7,3674 \\ 55,6147 & 63,7218 & 12,4112 & 0,0446 & 54,0147 & 23,4105 & 12,5038 \\ 180,4493 & 169,2453 & 34,6930 & 54,0147 & 0,0253 & 18,1571 & 17,0090 \\ 146,9082 & 153,3816 & 32,7815 & 23,4105 & 18,1571 & 0,0420 & 10,3909 \\ 93,9452 & 96,7932 & 7,3674 & 12,5038 & 17,0090 & 10,3909 & 0,1307 \end{bmatrix}$$

Es ist zu beachten, dass die diagonalen Elemente von S_1 ungleich Null sind. Setzt man die diagonalen Elemente auf Null, dann verkleinert sich der Approximationsfehler der neuen Matrix S_{01} von 0,2475 (Matrix S_1) auf 0,1854. Die neue Matrix S_{01} , hat wiederum nicht den Rang 5, aber ihre Rauschsingulärwerte (zwei letzten) sind relativ klein im Vergleich zu denen von der Matrix S .

Die berechnete Singulärwertmatrix von S_{01} ist:

$$\Sigma_{01} = \text{diag}(416,4829 \quad 336,4284 \quad 47,2968 \quad 26,0925 \quad 6,5222 \quad 0,1007 \quad 0,0422)$$

Da die Rauschunterdrückung in der Matrix S_{01} in diesem Beispiel keine bedeutende Verbesserung des Approximationsfehlers bewirkt hat, wird die Matrix S_1 für die weitere Berechnung verwendet.

Wahl der Fixpunkte

Berechnet man die Konditionszahl der Matrix \mathbf{B} aus Glg.(9.43) für alle möglichen Kombinationen der Fixpunkte, dann erhält man folgende Abbildung:

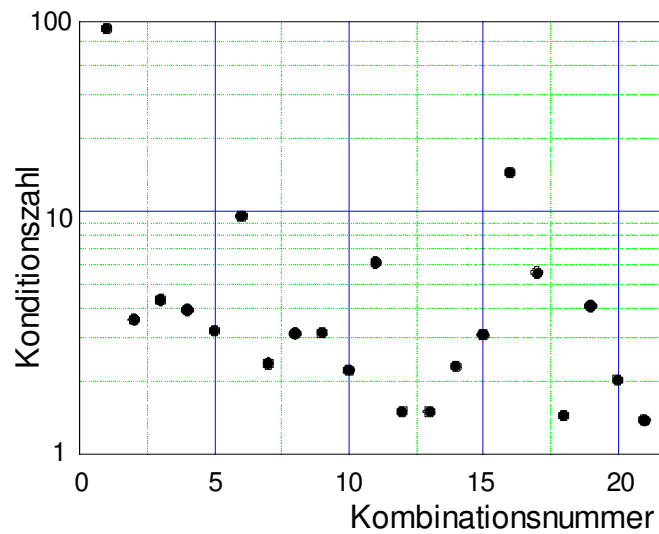


Abbildung 9.4: Darstellung der Konditionszahlen

Beste Konditionszahl

Die beste Konditionszahl ist 1,3807 und wird bei der 21-ten Kombination erreicht, das entspricht den Fixpunkten P_1 , P_2 , P_3 , P_4 und P_5 . Die dazugehörige Matrix \mathbf{B} ist:

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} 0,1969 & -0,7901 \\ -1,0941 & -0,1571 \end{bmatrix}$$

Der normale Raum $\text{Span}[\mathbf{U}_N]$ wird von den Singularvektoren der betragsmäßig kleineren Singulärwerte σ_6 und σ_7 aufgespannt, also:

$$\text{Span}[\mathbf{U}_N] = \begin{bmatrix} 0,1595 & 0,1096 \\ -0,2376 & -0,1772 \\ 0,5320 & -0,2936 \\ 0,0666 & 0,6001 \\ 0,1125 & 0,4310 \\ 0,1393 & -0,5587 \\ -0,7737 & -0,1111 \end{bmatrix}$$

Die Gleichung (9.35) wird dann zu:

$$\begin{bmatrix} 1,0000 & 1,0000 & 1,0000 & 1,0000 & 1,0000 & 1,0000 & 1,0000 \\ 214,3814 & 243,6013 & 493,4180 & 465,8677 & 787,0927 & x_6^2 + y_6^2 + z_6^2 & x_7^2 + y_7^2 + z_7^2 \\ 19,9970 & 20,0422 & 30,2246 & 30,1623 & 38,3365 & \sqrt{2} x_6 & \sqrt{2} x_7 \\ 5,3528 & 8,5447 & 8,4117 & 3,6260 & 9,9999 & \sqrt{2} y_6 & \sqrt{2} y_7 \\ 0,4808 & 3,5355 & 1,5981 & 2,9698 & 2,1213 & \sqrt{2} z_6 & \sqrt{2} z_7 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 0,1595 & 0,1096 \\ -0,2376 & -0,1772 \\ 0,5320 & -0,2936 \\ 0,0666 & 0,6001 \\ 0,1125 & 0,4310 \\ 0,1393 & -0,5587 \\ -0,7737 & -0,1111 \end{bmatrix} = [\mathbf{0}]$$

Die Multiplikation der letzten drei Zeilen in der Matrix A^T mit U_N ergibt die Gleichungssysteme für die Bestimmung der Koordinaten der Punkte P_6 und P_7 . Es ergeben sich aus diesen Gleichungssystemen folgende Lösungen:

	Soll-Koordinaten [m]	Berechnete Koordinaten [m]	Differenz [m]
P_6	(26,1410 ; 2,8850 ; 1,9000)	(26,1470 ; 2,9557 ; 1,9286)	(-0,0060 ; -0,0707 ; -0,0286)
P_7	(23,7550 ; 4,7160 ; 0,7000)	(23,7441 ; 4,7959 ; 0,8254)	(0,0109 ; -0,0799 ; -0,1254)

Die Gleichungen aus der Multiplikation der zweiten Zeile in A^T mit der Matrix U_N stellen Nebenbedingungen dar, werden aber hier nicht herangezogen.

Schlechteste Konditionszahl

Die schlechteste Wahl der Fixpunkte sind die Punkte P_3 , P_4 , P_5 , P_6 und P_7 (Kombinationsnummer 1). Die dazugehörige Matrix B ist:

$$B = \begin{bmatrix} 0,2256 & 0,1550 \\ -0,3360 & -0,2506 \end{bmatrix}$$

B ist zwar invertierbar, macht aber wegen ihrer relativ hohen Konditionszahl von 56,491 das Gleichungssystem hinsichtlich des Messrauschens instabil. Die daraus berechneten Punkte sind in der folgenden Tabelle zu sehen. Sie weichen deutlich von den Sollpunkten ab.

	Soll-Koordinaten [m]	Berechnete Koordinaten [m]	Differenz [m]
P_1	(14,1400 ; 3,7850 ; 0,3400)	(15,1088 ; 4,8196 ; -3,8871)	(-0,9688 ; -1,0346 ; 4,2271)
P_2	(14,1720 ; 6,0420 ; 2,500)	(14,7835 ; 6,9553 ; 0,0536)	(-0,6115 ; -0,9133 ; 2,4464)

9.3 Unterraumbasiertes Bogenschnittverfahren

In Bezug auf das Bogenschnittverfahren in Kap.9.1, in dem die Koordinaten eines einzelnen Neupunktes ausgehend von Strecken zu einer beliebigen Anzahl von Fixpunkten bestimmt wurden, wird hier ausgehend von der Gleichung (9.25) ein Verfahren vorgestellt, das gleichzeitig die Koordinaten von mehreren Neupunkten ausgehend von ihren Strecken zu einer Basis aus Fixpunkten bestimmt.

9.3.1 Netzgleichung

Gegeben sind die Fixpunkte P_1 , P_2 , P_3 und P_4 und alle Strecken zwischen den Fixpunkten sowie die Neupunkte $P_5 \dots P_n$

Die Gleichung (9.25) kann auch in folgender Form geschrieben werden:

$$\begin{bmatrix} A_1 \\ A_2 \end{bmatrix} P \begin{bmatrix} A_1^T & A_2^T \end{bmatrix} = S \quad (9.47)$$

wobei

$$A_1 = \begin{bmatrix} 1 & x_1^2 + y_1^2 + z_1^2 & \sqrt{2} x_1 & \sqrt{2} y_1 & \sqrt{2} z_1 \\ 1 & x_2^2 + y_2^2 + z_2^2 & \sqrt{2} x_2 & \sqrt{2} y_2 & \sqrt{2} z_2 \\ 1 & x_3^2 + y_3^2 + z_3^2 & \sqrt{2} x_3 & \sqrt{2} y_3 & \sqrt{2} z_3 \\ 1 & x_4^2 + y_4^2 + z_4^2 & \sqrt{2} x_4 & \sqrt{2} y_4 & \sqrt{2} z_4 \end{bmatrix}$$

und

$$A_2 = \begin{bmatrix} 1 & x_5^2 + y_5^2 + z_5^2 & \sqrt{2} x_5 & \sqrt{2} y_5 & \sqrt{2} z_5 \\ 1 & x_6^2 + y_6^2 + z_6^2 & \sqrt{2} x_6 & \sqrt{2} y_6 & \sqrt{2} z_6 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 1 & x_n^2 + y_n^2 + z_n^2 & \sqrt{2} x_n & \sqrt{2} y_n & \sqrt{2} z_n \end{bmatrix}$$

Nach Multiplikation ergibt sich aus (9.47):

$$\begin{bmatrix} A_1 P A_1^T & A_1 P A_2^T \\ A_2 P A_1^T & A_2 P A_2^T \end{bmatrix} = S \quad (9.48)$$

Die Matrix

$$S_u = A_1 P A_2^T \quad (9.49)$$

ist dann eine $4 \times (n-4)$ Untermatrix von S .

Um die Koordinaten der Punkte $P_5 \dots P_n$ zu bestimmen, muss zuerst A_2 in der Gleichung (9.49) bestimmt werden.

Mit dem reellen Parameter t und dem Vektor \vec{n} aus $Kern(A_1 P)$ der Dimension 1, ergibt sich aus Glg.(9.49):

$$A_2^T = pinv(A_1 P) S_u + t \vec{n} \quad (9.50)$$

(pinv : Pseudoinverse).

Für die Bestimmung von t wird die Bedingung benutzt, dass die erste Spalte von A_2 gleich Eins ist. (s. nächstes Zahlenbeispiel)

Bemerkung: Ist $dim(Kern(A_1 P))=2$ und \vec{n}_1 und \vec{n}_2 eine Basis von $Kern(A_1 P)$, dann sind die Lösungen gegeben durch:

$$A_2^T = pinv(A_1 P) S_u + t_1 \vec{n}_1 + t_2 \vec{n}_2 \quad (9.51)$$

Für jeden zu bestimmenden Neupunkt gibt es zwei freie Parameter t_1 und t_2 . Die zweite Bedingung, die besagt, dass die zweite Spalte von A_2 die Summe der Quadrate der Koordinaten bildet, ergibt zwei Lösungen. Ist $dim(Kern(A_1 P)) > 2$, dann gibt es für jede Lösung mehr als zwei Parameter und somit unendlich viele Lösungen.

9.3.2 Zahlenbeispiel

Gegeben seien die Fixpunkte P_1, P_2, P_3, P_4 aus dem vorherigen Zahlenbeispiel und die Strecken zu dem Neupunkt P_5 .

Die Matrix der Streckenquadrate ist:

$$S = \begin{bmatrix} 0 & 9,9299 & 57,4554 & 55,6044 & 180,4397 \\ 9,9299 & 0 & 53,8963 & 63,7381 & 169,2603 \\ 57,4554 & 53,8963 & 0 & 12,4250 & 34,6954 \\ 55,6044 & 63,7381 & 12,4250 & 0 & 53,9817 \\ 180,4397 & 169,2603 & 34,6954 & 53,9817 & 0 \end{bmatrix}$$

Die bekannten Matrizen in (9.49) sind:

$$A_1 = \begin{bmatrix} 1,0000 & 214,3814 & 19,9970 & 5,3528 & 0,4808 \\ 1,0000 & 243,6013 & 20,0422 & 8,5447 & 3,5355 \\ 1,0000 & 493,4180 & 30,2246 & 8,4117 & 1,5981 \\ 1,0000 & 465,8677 & 30,1623 & 3,6260 & 2,9698 \end{bmatrix}$$

und

$$S_u = [180,4397 \quad 169,2603 \quad 34,6954 \quad 53,9817]^T$$

Die Pseudoinverse und der Vektor \vec{n} aus $Kern(A_1 P)$ werden berechnet und in der Gleichung (9.50) eingesetzt:

$$\begin{bmatrix} 1 \\ x_5^2 + y_5^2 + z_5^2 \\ \sqrt{2} x_5 \\ \sqrt{2} y_5 \\ \sqrt{2} z_5 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0,0031 \\ 0,9968 \\ 0,0776 \\ 0,0192 \\ 0,0084 \end{bmatrix} + t \begin{bmatrix} -1,4314 \\ 1,9147 \\ -22,7909 \\ -5,1503 \\ -4,3132 \end{bmatrix}$$

Aus der ersten Zeile der Gleichung entnimmt man, dass $t=787,1142$ und somit ist der berechnete Punkt $P_N=(27,0906 \quad ; \quad 7,0285 \quad ; \quad 1,6062)$. Der Sollpunkt ist $P_S=(27,1080 \quad ; \quad 7,0710 \quad ; \quad 1,5000)$.

Als Maß für die Lösbarkeit des Bogenschnitts gilt die Differenz:

$$d = (x_5^2 + y_5^2 + z_5^2) - (0,9968 + t \cdot 1,9147) = -0,5993$$

Kapitel 10

Zusammenfassung und Ausblick

Die Untersuchung und die Entwicklung neuartiger Technologien für die präzise Positionierung und Orientierung innerhalb von Gebäuden sind Gegenstand der vorliegenden Arbeit.

Nach eingängigen Recherchen und aufwendigen Simulationen wurde die UWB-Technologie und das auf quasistatischen Magnetfeldern basierte Verfahren gewählt, denn nur diese erfüllen alle gestellten Anforderungen. Entscheidend waren hier die besondere Fähigkeit des UWB-Signals, verschiedene Materialien zu durchdringen und seine Unempfindlichkeit gegenüber Mehrwegeeffekten. Es wurde nachgewiesen, dass das UWB-Signal sogar trockene Stahlbetonwände (25 cm Dicke) passieren kann und dass das relevante, direkte Signal auch in komplexen Umgebungen (z.B. Baustelle) von den Multipathsignalen separiert werden kann. Ebenso überzeugten die Eigenschaften des Magnetfeldes, das durch alle Baumaterialien durchdringt und keine Multipath-Effekte aufweist.

Das Ergebnis der Arbeiten ist ein auf Ultra WideBand (UWB) basierendes Positionierungssystem für den Einsatz auf Baustellen und in Gebäuden. Der entwickelte Prototyp erlaubt die Bestimmung der 3D-Koordinaten des Projektionszentrums und die Orientierung einer Digitalkamera zum Zwecke der Baufortschrittsdokumentation. Das entwickelte System zeichnet sich dadurch aus, dass Distanzmessungen mit einer hohen räumlichen Auflösung durch Ultrakurzmessung der Laufzeit von UWB-Impulsen durch Baumaterialien hindurch durchgeführt werden können. Durch Messung der Raumdistanzen zwischen einer Mobilstation und mehreren festen Referenzstationen mit bekannten Koordinaten kann anschließend mittels räumlichen Bogenschnitts die unbekannte Position der Mobilstation mit einer vergleichsweise hohen Absolutgenauigkeit von 2–10 cm ermittelt werden.

Das entwickelte Positionierungssystem hat sich als hervorragend geeignet für Baustellen erwiesen, denn es kann relativ große Bereiche abdecken und benötigt keine existierende oder zu schaffende Infrastruktur (die Stationen sind nicht miteinander verkabelt). Die Stationen des Systems werden drahtlos von einem zentralen Rechner, der die Positionsbestimmung durchführt, angesteuert und bilden untereinander ein Netz. Die erzielten Ergebnisse des entwickelten UWB-ILPS bestätigen das Potenzial der UWB-Technologie für die Positionierung im Indoor-Bereich.

Zusätzlich zu dem UWB-Verfahren wurde im Rahmen dieser Arbeit das auf Magnetfeldern basierende Verfahren als Erweiterung für das UWB-ILPS untersucht. Der zusätzliche Einsatz von MILPS

stellt eine Möglichkeit dar, den teilweise problematischen Empfangssituationen der UWB-Welle in Umgebungen mit massiven Wänden entgegen zu wirken. Die durchgeführten praktischen Untersuchungen haben bestätigt, dass präzise Genauigkeitswerte sowohl bei der Streckenmessung als auch bei der Orientierungsbestimmung erzielt werden können. Hierbei wurde zur Strecken- und Orientierungsbestimmung ein neuer Algorithmus vorgestellt und ein innovativer Ansatz zur Störungsreduktion mittels Referenzstationen präsentiert.

Für die allgemeine Positionsbestimmung wurde ein linearisierter Ansatz entwickelt mit dem man ohne Näherungslösung überbestimmte nichtlineare Gleichungssysteme lösen kann. Daraufhin können mit einem rekursiven Least Square-Ansatz Zusatzbeobachtungen sukzessive hinzugefügt und eine ausgeglichene Lösung berechnet werden.

Anschließend wurde eine neue Methode zur Lösung n-dimensionaler dynamischer Streckennetze vorgestellt. Bei dieser Methode werden die Koordinaten der Netzknoten unter Benutzung der Spektralen Zerlegung und der Rangeeigenschaften der Matrix der Streckenquadrate hergeleitet. Dabei werden verrauschte Strecken entrauscht und fehlende Strecken berechnet. Dieser neue Lösungsansatz bewährt sich jedoch nur bei Streckenmessungen mit relativ hohen Genauigkeiten.

Momentan hat die UWB-Hardware vielfach noch prototypischen Charakter, was sich jedoch in absehbarer Zeit ändern wird. Die im Januar 2008 erfolgte Freigabe der UWB-Frequenzen zwischen 3,1 und 10,6 GHz für den allgemeinen Betrieb wird dazu führen, dass in Kürze UWB-Hardware preiswerter und kompakter wird.

Sobald die UWB-Hardware ihre Prototypphase verlässt, werden sich neue Möglichkeiten zur Verbesserung des Positionierungssystems eröffnen. Vorteilhaft, aber momentan nicht umsetzbar, wäre beispielsweise die Integration der UWB-Hardware in die Kamera.

Bei einer wachsenden Anzahl der Stationen entsteht die Notwendigkeit, robuste Protokolle zur Vernetzung der einzelnen Stationen zu erarbeiten. Denkbar wäre auch eine Erweiterung des Systems um die Erfassung der Umgebung durch die Auswertung der gesamten empfangenen UWB-Welle.

Das UWB-ILPS wird derzeit weiterentwickelt. Die Hauptanstrengungen richten sich dabei auf die folgenden Aspekte: Detektion von NLOS-Messungen, Untersuchung der Ausbreitungseigenschaften von UWB in Baumaterialien, Verwendung von Informationen aus dem vorhandenen CAD-Modell des Gebäudes, wie z.B. Wandmaterialien, Wanddicke, etc., für die Korrekturen der Verzögerungen, die das UWB-Signal beim Durchdringen von Wänden erleidet, verbesserte Integration des Neigungssensors zur Ermittlung aller sechs Freiheitsgrade der Kamera bei freier Aufstellung, Verbesserung der ILPS-Software bezüglich der Messgeschwindigkeit für Echtzeitanwendungen und Erweiterung des Positionieralgorithmus hinsichtlich kinematischer Messungen.

Die Zielsetzung weiterer Arbeiten ist der Aufbau eines kompletten MILPS bestehend aus einer Anzahl n von Spulen sowie einem mobilen Empfänger, der einen Magnetfeldsensor und einen Neigungssensor beinhaltet und über einen Mikroprozessor verfügt, der die Berechnungen zur Positions- und Orientierungsbestimmung durchführt. Des Weiteren sollen empfindlichere Magnetfeldsensoren ausgesucht werden, um die Genauigkeit bei größeren Reichweiten zu erhöhen. Darüber hinaus müssen alternative Signalformen untersucht werden, um die aus den Umschaltungen erzeugten Eddy-Felder zu reduzieren.

Literaturverzeichnis

- ACAM Messelectronic GmbH (1998): Das TDC-Kochbuch, <http://www.acam.de>
- AMETI, A., FONTANA, R., KNIGHT, E. und RICHLEY, E. (2003): UWB Techn. for aircraft wireless intercommunications system, Multispectral Solutions, IncGermantown, MD (USA)
- ANDERSON, P. T. (1995): Pulsed-DC position and orientation measurement system, US Patent Nr. 5453686, <http://www.freepatentsonline.com/5453686.html>
- ASCENSION (2008): <http://www.ascension-tech.com>
- AWANGE, J. und GRAFAREND, E. (2002): Algebraic Solution of GPS Pseudo-Range Equations, Journal of GPS Solutions 5 (4), Band 5, Nr. 4, S. 20 - 32
- BAUER, M. (1997): Vermessung und Ortung mit Satelliten, 4. Auflage, Wichmann-Verlag
- BLANKENBACH, J. (2007): Handbuch der mobilen Geoinformation, Architektur und Umsetzung standortbezogener Dienste unter Berücksichtigung von Interoperabilität, Wichmann-Verlag
- BLANKENBACH, J., KASMI, Z., NORRDINE, A., SCHLEMMER, H. (2008): Indoor-Positionierung auf Basis von UWB: Ein Lokalisierungsprototyp zur Baufortschrittsdokumentation, Allgemeine Vermessungsnachrichten, Wichmann Verlag, 8-9/2008, S. 292-300
- BLANKENBACH, J., NORRDINE, A., SCHLEMMER, H., WILLERT, V. (2007): Indoor-Positionierung auf Basis von Ultra Wide Band, Allgemeine Vermessungsnachrichten, Wichmann Verlag, 05/2007, S. 169-178
- BLANKENBACH, J., WILLERT, V. (2008): Robuster räumlicher Bogenschnitt: Ein Ansatz zur robusten Positionsberechnung in Indoor-Szenarien, Allgemeine Vermessungsnachrichten, Wichmann Verlag (im Druck)
- BLOOD, E. B. (1990): Device for quantitatively measuring the relative position and orientation of two bodies in the presence of metals utilizing direct current magnetic fields, Patent Nr. 4849692, <http://www.patentstorm.us/patents/4849692.html>
- BORENSTEIN, J. (1995): Internal correction of dead-reckoning errors with the compliant linkage, Journal of Robotic Systems, Band 12, Nr. 4, S. 257-273
- BRAND, M. (2006): Fast low-rank modifications of the thin singular value decomposition, Linear Algebra and its Applications, Band 415, Nr.1, S. 20-30
- BROWN, A.K und ZHANG, Y. (2006): The discone antenna in a BPSK direct sequence indoor UWB, IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, Band 54, Nr.4, S. 1675-1680
- BUCKL, C., REGENSBURGER, M., SCHROTT, G. (2008): Prozessrechner-Praktikum Echtzeitsysteme, TU München
- BUNDESNETZAGENTUR (2008): Allgemeinverteilung von Frequenzen für die Nutzung durch Anwendungen geringer Leistung der Ultra-Wideband (UWB) Technologie, 16.01.2008
- BURK, B. (1994): Untersuchung eines Mikrowellensensors zur Ortung fahrerloser Transportsysteme, Dissertation, Univ. Stuttgart
- BÜRKLIN, B., MOTZKO, C., PFLUG, C. (2008): Festschrift anlässlich der Vollendung des 65. Lebensjahres von Prof. Dr.-Ing. habil. Harald Schlemmer, TU Darmstadt Geodätisches Institut

- BYUNGHOO JUNG, YI-HUNG TSENG, HARVEY, J. und HARJANI, R. (2005): Pulse generator design for UWB IR communication systems, IEEE International Symposium on Circuits and Systems, Band 5, S. 4381- 4384
- COURTILLOT, V. und LE MOUEL, J. (1988): Time Variations of the Earth's Magnetic Field: From Daily to Secular, Annual Review of Earth and Planetary Science, Band 16, S. 389–476
- DARMICHE, B. (2008): Untersuchung eines UWB-Positionierungssystems unter Verwendung eines Echtzeitbetriebssystems, Diplomarbeit am Geodätischen Institut, TU Darmstadt (nicht veröffentlicht)
- DI BENEDETTO, M. und GIANCOLA, G. (2004): Understanding Ultra Wideband Radio Fundamentals, Prentice Hall
- DONG, L., HANWEN, L., WENTAO, S., YOUYUN, X. XINGZHAO, L. und WENJUN, Z. (2004): 3D positioning system using magnetic field, Fifth World Congress on Intelligent Control and Automation, 2004, Band 4, S. 3668-3670
- DUZDAR, A. (2001): Design and modeling of an UWB antenna for a pulsed microwave radar sensor, Dissertation, Univ. Kassel
- ECKART, C. und YOUNG, G. (1936): Psychometrika, Band 1, S. 211-218
- EGLI, W., KUHLMANN, D. und WIER, J. (1981): Helmet-mounted sighting system, US Patent Nr. 4287809, <http://www.freepatentsonline.com/4287809.html>
- EISENACHER, M. (2006): Optimierung von Ultra-Wideband-Signalen (UWB), Dissertation, Institut für Nachrichtentechnik der Universität Karlsruhe (TH)
- EL FADILI, M. F. (2008): Simulation eines Positionierungssystems auf der Basis von Ultra Wideband mit dem Ray Tracing-Verfahren, Diplomarbeit am Geodätischen Institut, TU Darmstadt (nicht veröffentlicht)
- EURELECTRIC (2003): union of electricity industry, EMF Exposure Standards Applicable in Europe and Elsewhere, <http://www.eurelectric.org/Download/Download.aspx?DocumentID=19100>
- FCC (2002): Federal Communications Commission, First Report and Order for commercial use of UWB, http://www.fcc.gov/Bureaus/Engineering_Technology/Orders/2002/fcc02048.pdf
- FONTANA, R.J. (2001): Experimental Results from an Ultra Wideband Precision Geolocation System, Ultra-Wideband, Short-Pulse Electromagnetics
- FONTANA, R.J. (2004): Recent system applications of short-pulse ultra-wideband (UWB) technology, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Band 52, Nr. 9, Teil 1, S. 2087-2104
- GFZ (GeoForschungsZentrums Potsdam) (2005): 75 Jahre erdmagnetische Messungen in Niemegk, <http://bib.gfz-potsdam.de/pub/digi/niemegk75.pdf>
- GEZICI S. und VINCENT, P. (2008): Position Estimation via Ultra-Wideband Signals, Proceedings of the IEEE, http://www.ee.bilkent.edu.tr/~gezici/papers/2008_procIEEE.pdf
- Gezici, S., Tian, Z., Giannakis, G.V., Kobayashi, H., Molisch, A.F., Poor, H.V., Sahinoglu, Z. (2005): Localization via Ultra-Wideband-Radios, Signal Processing Magazine, IEEE, Band 22, Nr. 4, S. 70- 84
- GHAVAMI, M., MICHAEL, L. und KOHNO, R. (2004): Ultra wideband signals and systems in communication engineering, John Wiley & Sons, Ltd.

- HANSEN, P. (1986): Magnetic position and orientation measurement system, United States Patent Nr. 4622644, <http://www.freepatentsonline.com/4622644.html>
- HANSEN, P. (1998): Magnetic field position and orientation measurement system, US Patent Nr. 5767669, <http://www.patentstorm.us/patents/5767669.html>
- HIGHTOWER, J., BRUMITT, B., BORRIELLO, G. (2002): The location stack: a layered model for location in ubiquitous computing, Proceedings of the 4th IEEE Workshop on Mobile Computing Systems and Applications (Callicoon, NY, USA, 2002), S. 22-28
- HOFBAUER, M. und MOSCHYTZ (2000): Adaptive Filter: eine Einfuehrung in die Theorie mit Aufgaben und MATLAB-Simulationen, Springer-Verlag
- ISTBROADWAY (2001): Motorola, Farran, Intracom, TNO, UoA, TUD und IMST, Functional System Parameters description, www.ist-broadway.org
- JANN, B. (2005): Implementation of an ultra-wideband transceiver for sensor applications, Masterarbeit, Oregon State University
- KAINEDER, G. (2004): Projektseminar: Ultra Wideband Demonstrator, Institut für Nachrichtentechnik und Informationstechnik, TU Linz
- KASMI, Z. (2008): Weiterentwicklung eines Indoor-Positionierungssystems auf der Basis von UWB-Verfahren, Diplomarbeit am Geodätischen Institut, TU Darmstadt (nicht veröffentlicht)
- KLEUSBERG, A. (1994): Die direkte Lösung des räumlichen Hyperbelschnitts, ZfV 4/1994, S. 188-192
- KNÖDEL, K., KRUMMEL, H. und LANGE, G. (2005): Geophysik, Springer-Verlag
- KUCHLING, H. (2004): Taschenbuch der Physik, Carl Hanser
- KUIPERS, G. (1975): Object tracking and orientation determination means, system and process, U.S. Patent Nr. 3868565, <http://www.freepatentsonline.com/3868565.html>
- LAURENSEN, D. I. (1994): Indoor Radio Channel Propagation, Modelling by Ray Tracing Techniques, Dissertation, University Edinburgh
- LEHNER, G. (2008): Elektromagnetische Feldtheorie für Ingenieure und Physiker, 6. Auflage, Springer-Verlag
- LENZ, J. E. (1990): A Review of Magnetic Sensors, Proc. IEEE, Band 78, Nr. 6, S. 973-989
- LENZ, J. und EDELSTEIN, S. (2006): Magnetic Sensors and Their Applications, IEEE Sensors Journal, Band 6, Nr. 3, S. 631- 649
- LIE, J.P., CHONG MENG SEE und BOON POH NG (2005): UWB ranging with high robustness against dominant jammer and multipath, Microwave and Wireless Components Letters, IEEE, Band 15, Nr. 12, S. 907- 909
- LIN, M., ZHONGZHAO, Z. und XUEZHI, T. (2006): A Novel Through-Wall Imaging Method Using Ultra WideBand Pulse System, Intelligent Information Hiding and Multimedia Signal Processing, S. 147-150
- LINDE, H. (2006): On Aspects of Indoor Localization, Dissertation, Universität Dortmund
- MANSFELD, W. (2004): Satellitenortung und Navigation: Grundlagen und Anwendung globaler Satellitennavigationssysteme, Vieweg-Verlag

- MANTYNIEMI, A., RAHKONEN, T. und KOSTAMOVARA, J. (1997): A 9-channel time-to-digital converter for an imaging lidar application, Proceedings of the 23rd European Solid-State Circuits Conference, S. 232- 235
- MEYER, C. (2000): Matrix Analysis and Applied Linear Algebra, SIAM
- MINC, H. (1998): Nonnegative Matrices, Wiley-Interscience
- MING-HUI, J., CHIH-HAO, Y., HUNG-REN, L. und MING-WHEI, F. (2007): Zigbee Positioning System for Smart Home Application, ISPA 2007 Workshops, S. 183-192
- MÖNICH, G. (2003): Antennen und Wellenausbreitung, Institut für Hochfrequenz- & Halbleiter-Systemtechnologien, TU Berlin
- MÖSER, MÜLLER, SCHLEMMER und WERNER (2000): Handbuch Ingenieurgeodäsie, Wichmann Verlag
- NOLTING, W. (2004): Grundkurs Theoretische Physik 3, 7. Auflage Elektrodynamik, Springer-Verlag
- NORRDINE, A. (2008): Direkte Lösung des Räumlichen Bogenschnitts mit Methoden der Linearen Algebra, Allgemeine Vermessungsnachrichten, Wichmann Verlag, 1/2008, S. 7-9
- NUSZKOWSKI, H. (2008): Script zur Vorlesung Mobile Nachrichtensysteme I, TU Dresden
- OPPERMANN, I., MATTI, H. und IINATTI, J. (2004): UWB Theory and Applications, John Wiley & Sons Ltd.
- PAPERNO, E., SASADA, I. und LEONOVICH, E. (2001): A new method for magnetic position and orientation tracking, IEEE Transactions on Magnetics, Band 37, Nr. 4, Teil 1, S. 1938-1940
- PEYROT-SOLIS, M.A., GALVAN-TEJADA, G.M. und JARDON-AGUILAR, H. (2005): State of the Art in Ultra-Wideband Antennas, 2nd International Conference on Electrical and Electronics Engineering and XI Conf Elect Eng, Mexico, S. 101 - 105
- PFLUG, C. (2008): Ein Bildinformationssystem zur Unterstützung der Bauprozesssteuerung, Dissertation, TU Darmstadt
- POLHEMUS (2008): <http://www.polhemus.com>
- POWELL, J. (2004): Antenna Design for Ultra Wideband Radio, Dissertation, Massachusetts Institute of Technology
- PRIGGE, E. (2004): A Positioning System with no LOS Restriction for Cluttered Environments, Dissertation, Stanford University
- RAAB, F.H., BLOOD, E.B., STEINER, T.O. und JONES, H.R. (1979): Magnetic Position and Orientation Tracking System, IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, AES-15, Nr. 5, S. 709-718
- RANTAKOKKO et al. (2007): Positioning of emergency personnel in rescue operations, KTH School of Electrical Engineering, Stockholm
- RAPPAPORT, T. (2001): Wireless Communications: Principles and Practice, 2nd Edition, Prentice-Hall
- REISENZAHN, A. (2003): Hardwarekomponenten für Ultra-Wideband Radio, Diplomarbeit am Institut für Nachrichtentechnik und Informationstechnik, TU Linz
- ROGERS CORPORATION (2008): <http://www.rogerscorporation>

- ROTH, J. (2005): A Decentralized Location Service Providing Semantic Locations, Fachbereich Informatik, FernUniv. Hagen
- ROTH, J. (2003): Flexible Positioning for Location-based Services, ADIS International Journal of WWW/Internet, Band 1, Nr. 2, S. 18-32
- RUSTAKO, A. J., AMITAY, N., OWENS, G. und ROMAN, R. (1991): Radio propagation at microwave frequencies for line of sight microcellular mobile and microcellular communications, IEEE Transactions on Vehicular Technology, Band 40, Nr. 1, S. 203-210
- SCHANTZ, H. (2007): A Real-Time Location System Using Near-Field Electromagnetic Ranging, Q-Track Corporation, Huntsville, AL (USA)
- SCHLEMMER, H. (1998): „Hybride Vermessungssysteme Grundlagen und Anwendungen“, Konrad Wittwer Verlag, Stuttgart, Band 29 der DVW-Schriftenreihe, S. 13-27
- SCHLEMMER, H. (1996): Grundlagen der Sensorik, Wichmann Verlag
- SCHOLZ, P. (2005): Softwareentwicklung eingebetteter Systeme, Springer-Verlag
- SEYBOLD, J. S. (2005): Introduction to RF Propagation, John Wiley & Sons
- SHAHMIRZADI, M. (2000): Range measurement by means of electromagnetic waves, Dissertation, TU WIEN
- SHENG, H., ORLIK, P., HAIMOVICH, A., CIMINI, L. und ZHANG, J. (2003): On the Spectral and Power Requirements for Ultra-Wideband Transmission, IEEE International Conference on Communications (ICC), Band 1, S. 738-742
- SKLAR, B. (1997): Rayleigh fading channels in mobile digital communication systems, IEEE Comms Magazine, Band 35, Nr. 7, S. 136-146
- SKLAR, B. (1988): Digital Communications: Fundamentals and Applications, Prentice Hall
- STELLMACHER, M. (1998): Über die Bedeutung von MHD-Wellen für den Energietransport in der Magnetosphäre der Erde, Dissertation, TU Braunschweig
- STONE, W. (1997): Electromagnetic Signal Attenuation in Construction Materials, NIST Report Nr. 3, National Institut of Standards and Technology
- STRANG, G. (1986): Introduction to applied mathematics, Wellesley-Cambridge Press
- STRANG, G. und BORRE, K. (1997): Linear Algebra, Geodesy, and GPS, Wellesley-Cambridge Press
- TANASE, D., GOOSEN, J.F.L., TRIMP, P.J., REEKERS, J.A. und FRENCH, P.J. (2003): 3D position and orientation measurements with a magnetic sensor, IEEE EMBS Asian-Pacific Conference on Biomedical Engineering, 2003, S. 264-265
- TAYLOR, J. (2001): Ultra-wideband Radar Technology, CRC Press Inc.
- WINDRIVER (1999): VxWorks: Programmer's Guide, Wind River Systems Inc., Alameda, USA
- WINDRIVER (2008): <http://www.windriver.com>
- ZHANG, J. , ABHAYAPALA, T. und KENNEDY, R. (2005): Role of pulses in ultra wideband systems, IEEE International Conference on Ultra-Wideband, S. 565-570
- ZIEGLER, C. (1996): Entwicklung und Erprobung eines Positionierungssystems, Dissertation TU Darmstat, DGK, Heft Nr.446, Reihe C
- ZURMÜHL, R. und FALK, S. (1984): Matrizen und ihre Anwendungen, Springer-Verlag

Anhang

Teil A: Modellierung der Impulsantwort des Ausbreitungskanals

Um die Kanalimpulsantwort ohne Einflüsse des Messsystems zu bestimmen, wird eine Signalverarbeitung im Frequenzbereich durchgezogen.

Dazu wird eine Referenzmessung unter Sichtverbindung bei der Referenzentfernung d_0 durchgeführt. Bezeichnet man in einem Modell das Sendesignal mit $s(t)$ und das Empfangssignal in einer beliebigen Entfernung d mit y_E , dann ist die Übertragung von $s(t)$ in dem Ausbreitungskanal durch folgende Gleichung gegeben:

$$y_E(t) = s(t) * h_{Kanal}(t) * h_{Messsystem}(t) \quad (A.1)$$

wobei $h_{Kanal}(t)$ die Kanalimpulsantwort und $h_{Messsystem}(t)$ die Impulsantwort des Messsystems sind und $*$ der Faltungsoperator ist (Glg. A.2).

$$f(t) * g(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} f(\tau) \cdot g(t - \tau) d\tau \quad (A.2)$$

Im diskreten Bereich ist die Faltung definiert durch:

$$f(n) * g(n) = \sum_k f(k) \cdot g(n - k) \quad (A.3)$$

Als Näherung wird die Kanalimpulsantwort der Referenzmessung $h_{Kanal}(t) = 1$ benutzt.

Die Ausbreitungsgleichung (A.1) für die Referenzmessung lautet dann:

$$y_0(t) = s(t) * h_{Messsystem}(t) \quad (A.4)$$

(A.4) beinhaltet alle Einflüsse des Messsystems. Die allgemeine Ausbreitungsgleichung (A.1) kann in Abhängigkeit von dem Referenzempfangssignal für einen beliebigen Kanal folgendermaßen dargestellt werden:

$$y_E(t) = y_0(t) * h_{Kanal}(t) \quad (A.5)$$

Transformiert man Glg. (A.5) in den Frequenzbereich, dann wandelt sich die Faltung $*$ in ein Produkt und somit wird aus (A.5):

$$Y_E(f) = Y_0(f) \cdot H_{Kanal}(f) \quad (A.6)$$

folgender Zusammenhang:

$$H_{Kanal}(f) = \frac{Y_E(f)}{Y_0(f)} \quad (A.7)$$

$h_{Kanal}(t)$ kann dann durch die inverse Fouriertransformation von $H_{Kanal}(f)$ berechnet werden.

$$h_{Kanal}(t) = \text{IFFT}(H_{Kanal}(f)) \quad (A.8)$$

Teil B: Adaptive Filterung mit dem LMS-Algorithmus

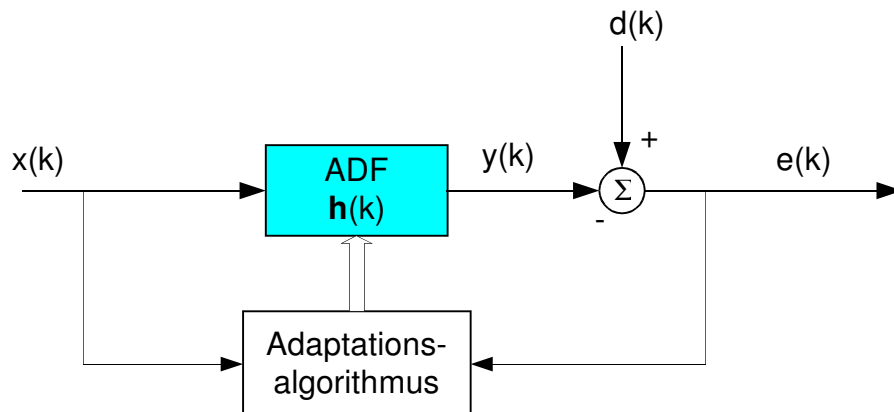


Abbildung B.1: Grundprinzip der adaptiven Filterung

Die Abbildung B.1 zeigt den Aufbau eines adaptiven Filters, bei dem die Koeffizienten $\mathbf{h}(k) = [h_0(k), h_1(k), \dots, h_{N-1}(k)]$ eines FIR der Ordnung N eingestellt werden.

Die Aufgabe des adaptiven Filters ist, das Referenzsignal $x(k)$ so zu filtern, dass das gefilterte Ausgangssignal $y(k)$ das Zielsignal $d(k)$ gut approximiert. Es soll somit der Erwartungswert der Fehlerquadrate (meist als Kostenfunktion bezeichnet) minimiert werden.

$$E[e^2(k)] \rightarrow \min \quad (\text{B.1})$$

Es kann gezeigt werden, dass die optimale Lösung für die Filterkoeffizienten aus dem sogenannten Wiener-Hopf-Gleichungssystem hergeleitet werden kann.

$$\mathbf{h}_{opt} = \mathbf{R}_{xx}^{-1} \cdot \mathbf{r}_{dx}$$

Dabei sind $\mathbf{R}_{xx} = E[\mathbf{x}(k) \cdot \mathbf{x}^T(k)]$ und $\mathbf{r}_{dx} = E[\mathbf{x}(k) \cdot d(k)]$ die Autokorrelationsmatrix des Referenzsignals $x(k)$ bzw. die Kreuzkorrelation vom Signal $x(k)$ und Ausgangssignal $d(k)$.

Zur Vermeidung der Matrixinversion in dem Wiener-Hopf-Gleichungssystem wird eine iterative Lösung mit dem Gradientenverfahren benutzt. Dabei wird in jedem Iterationsschritt der Koeffizientenvektor $\mathbf{h}(k+1)$ aus dem Koeffizientenvektor des vorherigen Iterationsschrittes $\mathbf{h}(k)$ durch Adap-

tion in Richtung des negativen Gradienten $\nabla E[e^2(k)] = \frac{\partial E[e^2(k)]}{\partial \mathbf{h}}$ der Kostenfunktion bestimmt.

Die neuen Filterkoeffizienten sind dann:

$$\mathbf{h}(k+1) = \mathbf{h}(k) - \frac{\mu}{2} \nabla E[e^2(k)] \quad (\text{B.2})$$

wobei μ die Adaptationsschrittweite ist.

Die Berechnung der Gradienten setzt voraus, dass die Statistik der Signale (Autokorrelationsmatrix und Kreuzkorrelation) bekannt ist. Der LMS-Algorithmus (Least Mean Square, LMS) hingegen kommt mit einer Schätzung des Gradienten aus.

Durch Ersetzen des Erwartungswertes durch den momentanen Wert ergibt sich für den Gradienten:

$$\nabla E[e^2(k)] \approx \frac{\partial E[e^2(k)]}{\partial \mathbf{h}} = 2e(k) \frac{\partial (d(k) - \mathbf{h}^T(k)x(k))}{\partial \mathbf{h}^T(k)} = -2e(k)x(k) \quad (\text{B.3})$$

Der LMS-Algorithmus ist dank seiner Einfachheit und geringen Rechenaufwands der weitaus am häufigsten angewandte Algorithmus für die adaptive Filterung. Der LMS-Algorithmus lässt sich folgendermaßen zusammenfassen [HOFBAUER u. MOSCHYTZ, 2000]

LMS-Algorithmus	
Initialisierung	$\mathbf{h}(0)=0 \quad \mu > 0$: konstante Schrittweite
1. Filterung	$y(k) = \mathbf{h}^T(k)x(k)$
2. Fehlersignal	$e(k) = d(k) - y(k)$
3. Adaptation:	$\mathbf{h}(k+1) = \mathbf{h}(k) - \mu e(k)x(k)$

Für die Beschreibung der Eigenschaften des LMS-Algorithmus, insbesondere seine Konvergenz- und Stabilität, sei an dieser Stelle auf die Literatur verwiesen z.B. [HOFBAUER u. MOSCHYTZ, 2000].

Teil C: Rekursives Least Square

Sei das zu lösende überbestimmte Gleichungssystem

$$A x = b \quad (\text{C.1})$$

Bei neu hinzugezogenen Beobachtungen erweitern sich die Matrix A und der Vektor b . Sei

$$A = \begin{bmatrix} A_0 \\ A_1 \\ \vdots \\ A_n \end{bmatrix} \text{ eine Darstellung von } A \text{ in Untermatrizen, } b = \begin{bmatrix} b_0 \\ b_1 \\ \vdots \\ b_n \end{bmatrix} \text{ die entsprechende rechte Seite und}$$

$$V = \begin{bmatrix} V_0 & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & V_n \end{bmatrix} \text{ die dazugehörige Kovarianzmatrix.}$$

Um nicht für jede hinzugezogene Überbestimmung die Ausgleichung komplett neu berechnen zu müssen, wird eine sogenannte Gewinnmatrix K berechnet und mit dieser ein neuer Wert für die Lösung mit den zugezogenen Beobachtungen berechnet.

Die Aktualisierung der Lösung wird mit folgender Formel berechnet:

$$x_i = x_{i-1} + K_i \cdot (b_i - A_i x_{i-1}) \quad (\text{C.2})$$

wobei $K_i = P_i A_i^T V_i$ die i -te Gewinnmatrix und $(b_i - A_i x_{i-1})$ der Prädiktionsfehler sind.

Die Kovarianzmatrix P_i wird folgendermaßen berechnet:

$$P_i^{-1} = P_{i-1}^{-1} + A_i^T V_i A_i \quad (\text{C.3})$$

[STRANG, 1986]

Danksagung

An dieser Stelle möchte ich mich ganz herzlich bei Herrn Prof. Dr.-Ing. habil. H. Schlemmer für die Anregung zur Themenstellung, seine wohlwollende Unterstützung meiner Forschungsarbeit und die vielen hilfreichen Impulse bedanken. Ebenso danke ich Herrn Prof. Dr.-Ing. C. Motzko für das meiner Arbeit entgegengebrachte Interesse, für die Übernahme des Korreferats und für die fruchtbare Zusammenarbeit.

Herrn Dr.-Ing. C. Pflug aus dem Fachbereich Baubetrieb danke ich für die freundliche Zusammenarbeit und den Erfahrungsaustausch während des gesamten ILPS-Projektes.

Für die kreativen Diskussionen und fachlichen Hinweise sowie für das sorgfältige Korrekturlesen bedanke ich mich bei Herrn Dr.-Ing. J. Blankenbach. Gedankt sei auch Herrn Dr.-Ing. M. Hirsch, Frau Dipl.-Ing. V. Willert, Herrn Dipl.-Ing. S. Wertich für die zahlreichen Ratschläge und Hinweise und Herrn Prof. Dr.-Ing. A. Eichhorn für das Ermöglichen der Weiterführung meiner Forschungsarbeiten.

Mein besonderer Dank gilt auch Herrn Dipl.-Ing. U. Threin aus dem Elektroniklabor für die wertvolle technische Unterstützung und die hilfreichen Ratschläge sowie Herrn J. Winter aus der Werkstatt, Herrn Dipl.-Ing. O. Mehr aus dem Fachbereich Baubetrieb und Frau R. Kroworsch für das sorgfältige Korrekturlesen.

Bedanken möchte ich mich auch bei allen Diplomarbeitern Herrn Z. Kasmi, F. EL-Fadili und B. Darmiche.

Diese Arbeit entstand in enger Zusammenarbeit mit der Industrie. Dies veranlasst zum gebührendem Dank an das Geschäftsführungsteam der Firma Hochtief AG.

Nicht zuletzt sei meiner Frau für die Geduld, Unterstützung und Korrekturlesen gedankt.

Lebenslauf

PERSÖNLICHE DATEN

Name: Abdelmoumen Norrdine
Geburtstag, -ort: 30.01.1972, Ouaouizeght
Familienstand: verheiratet (zwei Kinder)
Nationalität: Deutsch

AUSBILDUNG

1978-1983 Grundschule, Beni-Mellal / Marokko
1983-1990 Gymnasium, Beni-Mellal / Marokko
1990-1992 Mathematik-Grundstudium, CPGE Marrakesch
1992-1994 Deutschkurs und Studienkolleg Mainz
1994-2003 Diplomstudium der Elektrotechnik an der TU Berlin

ARBEITSTÄTIGKEIT

1998-2002 Studentische Hilfskraft am Institut für Mathematik, TU Berlin
2002-2005 Studentische Hilfskraft am Heinrich-Hertz-Institut für Nachrichtentechnik, Berlin
2005-2005 Mitarbeiter bei Siemens AG, Power Transmission and Distribution, Berlin
Seit 12/2005 Wissenschaftlicher Mitarbeiter am Fachbereich Bauingenieurwesen und Geodäsie der TU Darmstadt



A. Schriftenreihe Fachrichtung Vermessungswesen

Heft Nr. 1	J. SHEN:	Entwicklung eines dreidimensionalen Online-Meßsystems Darmstadt 1996 ISBN 978-3-9804926-0-7
Heft Nr. 2	D. FLORSCHÜTZ:	Untersuchungen zum Einsatz von 3D-Animationen im Vermessungswesen; Darmstadt 1998 ISBN 978-3-9804926-1-4
Heft Nr. 3	Fachbereich Vermessungswesen	Jahresberichte 1998 Darmstadt 1999 ISBN 978-3-9804926-2-1
Heft Nr. 4	J. HARTMANN, R. SEUß, K. ZIMMERMANN	Pilothafte Realisierung des ALKIS®/ATKIS®-Datenmodells zur Abbildung bestehender und zukünftiger Anforderungen der Geodatenhaltung in der Hessischen Kataster- und Vermessungsverwaltung, Darmstadt 2000 ISBN 978-3-9804926-3-8
Heft Nr. 5	M. SEUß	Raumbezogene Planung – ein Gegenstand der Automation ? Darmstadt 2000 ISBN 978-3-9804926-4-5
Heft Nr. 6	R. SEUß	Implementierung und Nutzung eines Kommunalen Geoinformationssystems auf Landkreisebene; Darmstadt 2000 ISBN 978-3-9804926-5-2
Heft Nr. 7	Schriftenreihe Fachrichtung Geodäsie	Jahresberichte 1999 Darmstadt 2000 ISBN 978-3-9804926-6-9
Heft Nr. 8	E. BARTSCH	In ländlichen Räumen der VR China ISBN 978-3-9804926-7-6
Heft Nr. 9	J. HARTMANN, CH. HEIL, R. SEUß,	Pilothafte Realisierung des ALKIS®/ATKIS®-Datenmodells zur Abbildung bestehender und zukünftiger Anforderungen der Geodatenhaltung in der Hessischen Kataster- und Vermessungsverwaltung, Teil II ; Darmstadt 2000 ISBN 978-3-9804926-8-3
Heft Nr. 10	Autorenngremium des Instituts für Photo- grammetrie und Kartographie	Festschrift anlässlich der Vollendung des 65. Lebensjahres von Prof. Dr. Ing. Bernhard P. Wrobel ISBN 978-3-9804926-9-0
Heft Nr. 11	Schriftenreihe Fachrichtung Geodäsie	Jahresberichte 2000 Darmstadt 2001 ISBN 978-3-35631-00-6
Heft Nr. 12	Schriftenreihe Fachrichtung Geodäsie	Jahresberichte 2001 Darmstadt 2002 ISBN 978-3-935631-01-3
Heft Nr. 13	J. HARTMANN	Umsetzung und prototypische Entwicklung zur zukünftigen Führung des Liegenschaftskatasters (ALKIS) ISBN 978-3-935631-02-0
Heft Nr. 14	R.-H. BORCHERT	Struktur eines Daten-Kommunikations-Kernsystems für den Geoinformationsmarkt ISBN 978-3-935631-03-7
Heft Nr. 15	V. STAHL	Entwicklung eines interdisziplinären QM-Systems im Ingenieursektor ISBN 978-3-935631-04-4
Heft Nr. 16	Schriftenreihe Fachrichtung Geodäsie	Jahresberichte 2002 Darmstadt 2003 ISBN 978-3-935631-05-1
Heft Nr. 17	Schriftenreihe Fachrichtung Geodäsie	Jahresberichte 2003 Darmstadt 2004 ISBN 978-3-935631-06-8
Heft Nr. 18	Schriftenreihe Fachrichtung Geodäsie	Jahresberichte 2004 Darmstadt 2005 ISBN 978-3-935631-07-5

Heft Nr. 19	S.-H. KLEBER	Beitrag zur ALKIS-Implementierung in Hessen und Untersuchung der Anwendersicht ISBN 978-3-935631-08-2
Heft Nr. 20	M. VOGEL	Vom Pixel zur Richtung – Die räumlichen Beziehungen zwischen Abbildungsstrahlen und Tachymeter-Richtungen ISBN 978-3-935631-09-9
Heft Nr. 21	Schriftenreihe Fachrichtung Geodäsie	Jahresberichte 2005 (in Vorbereitung) Darmstadt 2006 ISBN 978-3-935631-10-5
Heft Nr. 22	M. METZNER	Schaffung einer einheitlichen kommunalen Informationsbasis durch die Integration von Geodaten ISBN 978-3-935631-11-2
Heft Nr. 23	D. WENZEL	Einsatz von unabhängigen Prüfverfahren und modernen Testwerkzeugen zur Qualitätssteigerung in der Geoinformatik ISBN 978-3-935631-12-9
Heft Nr. 24	A. HENDRICKS	Einsatz von städtebaulichen Verträgen nach § 11 BauGB bei der Baulandbereitstellung – eine interdisziplinäre theoretische Analyse und Ableitung eines integrierten Handlungskonzeptes für die Praxis ISBN 978-3-935631-13-6
Heft Nr. 25	TH. ROSSMANITH	Prototypische Realisierung einer kommunalen Geodateninfrastruktur auf Landkreisebene ISBN 978-3-935631-14-3
Heft Nr. 26	A. ADAMS	Vergleich und Optimierung von GIS-basierten Planungen in der Kommunikationstechnik ISBN 978-3-935631-15-0
Heft Nr. 27	Autorengrremium des Geodätischen Instituts	Festschrift anlässlich der Vollendung des 65. Lebensjahres von Prof. Dr.-Ing. Harald Schlemmer ISBN 978-3-935631-16-7
Heft Nr. 28	Autorengrremium	Festschrift anlässlich der Vollendung des 65. Lebensjahres von Prof. Dr.-Ing. Carl-Erhard Gerstenecker ISBN 978-3-935631-17-4

B. Veröffentlichungen Fachrichtung Vermessungswesen

I. Veröffentlichungen des Geodätischen Institutes

Heft Nr. 1 -vergriffen-	G. EICHHORN:	Zur Höhenfestlegung bei Ingenieurprojekten
	G. EICHHORN:	Ausbildung der Vermessungsingenieure für die Bearbeitung von Landinformationssystemen
	G. EICHHORN, K. EGREDER:	Zur Reproduzierbarkeit des zyklischen Fehlers beim Tellurometer MA 100
	K. EGREDER:	Elektrooptische Entfernungsmessungen unter Verwendung eines Planspiegels
	W. FROHWEIN:	Genauigkeitsuntersuchung einer Dehnmeßstreifen-Brückenschaltung Darmstadt 1982
Heft Nr. 2	O. WOLFRUM:	Die Theorie der Normalschnitte und ihre Anwendungen Darmstadt 1984
Heft Nr. 3	H. GROBE:	Testnetz der Technischen Hochschule Darmstadt:
		Band 1: Geodätische Unterlagen
		Band 2: Die Streckenmessung in den Jahren 1974 bis 1976 und 1981 bis 1985
		Band 3: Streckenverzeichnisse nach den EDM-Richtlinien
		Band 4: Prüfung der Meßgeräte von 1973 bis 1986
	G. BRUNKEN:	Band 5: Auswertung des Testnetzes Darmstadt 1986
Heft Nr. 4	E. WIESER:	Aufbau eines kommunalen Landinformationssystems Darmstadt 1986

Heft Nr. 5	E. WIESER, U. BASTIAN:	Das Liegenschaftskataster als Raumbezugssystem kommunaler und regionaler Landinformationssysteme - Autorenreferate zu Diplomarbeiten - Darmstadt 1987
Heft Nr. 6		Festschrift Prof. Dipl.-Ing. Günter Paul
	C. GERSTENECKER:	Begrüßung
	G. EICHHORN:	Leben und Wirken von Prof. Dipl.-Ing. Günter Paul
	W. SEELE:	Leitmotive für die Landumlegung gestern und heute - zu aktuellen Anforderungen an Gesetzgebung, Praxis und Wissenschaft
	G. PAUL:	Dankansprache Fachwissenschaftliche Arbeiten von Prof. Dipl.-Ing. Günter Paul
	G. BRUNKEN:	Berechnung von Lotabweichungen aus topographischen Massen
	G. BRUNKEN:	Digitalisiertablett als Planimeter
	G. BRUNKEN:	Eichung von Basislatten
	C. LONGFEI:	Ergebnisse meines einjährigen Aufenthalts an der Technischen Hochschule Darmstadt
	S. RÜHL:	Aufbau und Einsatzmöglichkeiten einer Grünflächendatenbank und eines Baumkatasters - Autorreferat - Darmstadt 1987
Heft Nr. 7 Band 1 -vergriffen-	H. GROBE:	Gewässervermessungen auf Binnenseen und Talsperren - Konzept einer automatischen Datenerfassung und Auswertung -
	H. GROBE:	Die Konzeption einer automatischen Tiefenvermessung eines Gewässers
	H. GROBE:	Die Messgeräte
	H. GROBE:	Ergebnis der ersten Versuche auf dem See der Grube "Prinz von Hessen" 1987
	W. MÜLLER:	Die Programmgestaltung des Meßverfahrens
	U. THREIN:	Der Zusammenschluß der verschiedenen Meßsysteme Darmstadt 1989
Heft Nr. 7 Band 2 -vergriffen-	H. GROBE:	Gewässervermessung auf dem See der Grube "Prinz von Hessen" 1987 und 1988
	H. GROBE:	Die Vermessungsarbeiten auf dem See
	H. GROBE:	Ergebnis der Vermessungsarbeiten auf dem See und Vorschläge für weitere Verbesserungen
	G. BRUNKEN:	Automatische Datenverarbeitung der Dreidimensionalen Koordinaten - Darstellung des Seeuntergrundes
	K. FAHLBUSCH:	Zur Geologie der Grube Prinz von Hessen
	H. KRANZ:	Geodätische Unterlagen für die Gewässervermessung Darmstadt 1989
Heft Nr. 8	G. EICHHORN, T. RUPPERT, I. SOBON, E. WIESER:	Organisation, Aufbau und Nutzung eines Kommunalen Landinformationssystems KLIS
	G. BRUNKEN:	EDV-gestützte Bearbeitung topographischer Geländeaufnahmen von der Meßwertregistrierung bis zur Kartierung: Teil 1: Registrierung von Messungsdaten des WILD T2000 auf EPSON HX-20 und Auswertung auf CMB 8032 Darmstadt 1988
Heft Nr. 9	E. WIESER:	Systemanalytische Aspekte kommunaler Landinformationssysteme
	G. BRUNKEN:	EDV-gestützte Bearbeitung topographischer Geländeaufnahmen von der Meßwertregistrierung bis zur Kartierung: Teil 2: Verarbeitung einer Koordinatendatei zu einer Kartierung mit Situations- und Höhendarstellung

	G. BRUNKEN:	Genaue Azimutbestimmung mit Kreisel MOM Gi-B1
	G. BRUNKEN:	Transformation lokaler Festpunkte mit Abstandsgewichten
	I. WASSERTHAL:	Datenerfassung zum Aufbau einer kommunalen Straßendatenbank und deren Präsentation in einem graphisch-interaktiven System - Autorreferat -
	A. SCHWEITZER:	Untersuchung einer DMS-bestückten Invarbandlatte der Firma Nedo hinsichtlich mechanisch und thermisch bedingter Längenveränderungen - Autorreferat - Darmstadt 1989
Heft Nr. 10	G. EICHHORN, T. RUPPERT, I. SOBON:	Konzeption und Pilotprojekt eines regionalen Landinformationssystems
	G. BRUNKEN:	Dreidimensionale Netzausgleichung Darmstadt 1990
Heft Nr. 11	G. BRUNKEN:	Automatisierter Datenfluß von der Punktaufnahme zur Netzausgleichung
	G. BRUNKEN:	Auswertung topographischer Geländeaufnahmen
	G. BRUNKEN:	Industriemeßsystem IMS und Weiterverarbeitung der gewonnenen Daten - Autorenreferate zu Diplomarbeiten - Darmstadt 1993

II. Veröffentlichungen des Institutes für Photogrammetrie und Kartographie

Heft Nr. 1	H. DEKER:	Arbeiten am Institut zum Einsatz der Elektronik an photogrammetrischen Geräten 1972 - 1980 Darmstadt 1982
Heft Nr. 2	W. LICHTNER: (Hrsg.)	Funktion und Gestaltung der Deutschen Grundkarte 1:5000 (DGK 5) (THD/DVW Seminar vom 16. bis 18. März 1983 in Darmstadt) Darmstadt 1983
Heft Nr. 3	Autorenngremium	Professor Dr.-Ing. Hermann Deker zum 65. Geburtstag Darmstadt 1984
Heft Nr. 4	B. WROBEL:	Photogrammetrie III (Vorlesungsskript) Darmstadt 1987

III. Veröffentlichungen des Institutes für Physikalische Geodäsie

Heft Nr. 1	E. GROTEN:	Beiträge zur Gravimetrischen Geodäsie und Gezeitenforschung Erschienen in DGK Reihe B, Nr. 217, 1976
Heft Nr. 2	E. GROTEN:	Beiträge zur Physikalischen Geodäsie Erschienen in DGK Reihe B, Nr. 233, 1978
Heft Nr. 3		Beiträge zur Astronomischen Geodäsie und Geodynamik
	J. LATKA:	The Use of Satellite Gradiometry for the Determination of Gravity Anomalies
	C. GERSTENECKER:	Beiträge zur simultanen Bestimmung von Breite und Länge mit Zeiss Ni2-Pendelastrolabien
	G. HEIN:	Bestimmung der Schwereanomalien, Lotabweichungen und des Geoides im Oberrheingraben aus zweiten Ableitungen des Schwerepotentials
	C. GERSTENECKER:	The Influence of Air Pressure Changes on Precise Gravity Measurements
	C. GERSTENECKER:	Ergebnisse der Registrierung der horizontalen Erdgezeitenkomponenten mit Hughes-Tiltmetern in der Gipsgrube Obrigheim
	C. GERSTENECKER:	Untersuchung von Sekundenlibellen
	C. GERSTENECKER:	Luftdruck- und Temperatureinflüsse auf Hughes-Tiltmeter
	E. GROTEN:	Anwendung von interferometrischen Messungen in der Geodäsie Darmstadt 1978

Heft Nr. 4	Teil I:	Physikalische Geodäsie
	B. STOCK:	Abbruchfehler bei der Berechnung von Geoidhöhen für verschiedene Integralkerne und Randwerte
	B. STOCK:	Genauigkeitsuntersuchungen bei der Berechnung von Lotabweichungen für verschiedene Integralkerne und Randwerte
	H. JOCHEMCZYK:	Überlegungen zur Stützpunktverteilung bei Reihenentwicklungen in Kugelflächenfunktionen
	E. GROTEN:	Was sind Höhenwertänderungen?
	Teil II:	Ausgleichsrechnung und Statistik
	H. JOCHEMCZYK:	Einige Bemerkungen zu linearen Abhängigkeiten bei der Auswertung von VLBI-Messungen
	H. JOCHEMCZYK:	Arbeitsstudie zu Maximum-Entropy-Spektral Methoden
	R. KISTERMANN, G. HEIN:	Überlegungen zur Ausreißersuche in multivariaten Daten Darmstadt 1981